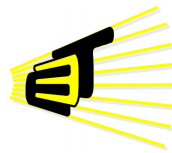


MODELADO Y SIMULACIÓN EN TIEMPO REAL DE UN COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA PARA SISTEMAS DE DISTRIBUCIÓN

Ing. María Alejandra Mantilla Villalobos



**Escuela de Ingenierías
Eléctrica, Electrónica
y de Telecomunicaciones**

Universidad Industrial de Santander
Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas
Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones
Bucaramanga

2011

MODELADO Y SIMULACIÓN EN TIEMPO REAL DE UN COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA PARA SISTEMAS DE DISTRIBUCIÓN

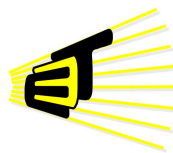
Ing. María Alejandra Mantilla Villalobos

Trabajo de investigación presentado como requerimiento parcial para optar al título de:

Magister en Ingeniería Electrónica

Director:

Dr. Johann Farith Petit Suárez



Escuela de Ingenierías
Eléctrica, Electrónica
y de Telecomunicaciones

Universidad Industrial de Santander
Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas
Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones
Bucaramanga

2011

Agradecimientos

Gracias a Dios todopoderoso y eterno y a la Santísima Virgen María por su inmenso amor, por la oportunidad brindada para realizar mis estudios de maestría, por el trabajo que me permitieron realizar, por las personas que me pusieron a mi lado y por todas las enseñanzas que he recibido en estos últimos años.

Al culminar esta etapa de mi vida, quiero dar un enorme agradecimiento a personas e instituciones que me acompañaron y me apoyaron para que esta investigación llegara a feliz término.

En primer lugar quiero agradecer a la Universidad Industrial de Santander, al Grupo GISEL, a todos los profesores que me acompañaron en el proceso y en especial a mi Director el Dr. Johann Farith Petit Suárez por su gran apoyo incondicional en estos últimos años de mi vida. Agradezco todas sus enseñanzas y la confianza que depositó en mí. Gracias por ser un excelente director, por el tiempo brindado, por sus consejos y por su valiosa amistad.

Quiero agradecer a mi familia, por el amor, cariño, fortaleza y apoyo que me brindaron durante la realización de esta tesis. Gracias por creer en mí y por estar incondicionalmente a mi lado.

Quiero dar un agradecimiento muy especial a Iván Serna, Sergio Martínez y a Erik Vera, por el apoyo brindado y por todas las enseñanzas de vida que me regalaron durante esta etapa de mi vida. Gracias por su tiempo, consejos y por toda su ayuda.

Quiero agradecer a todos mis compañeros, entre ellos : Paola Rondón, Andrés Quintero, Jhonatan Camacho, Jorge Reyes, Jairo Blanco y Carlos Fajardo por su amistad y colaboración.

Finalmente, quiero hacer un reconocimiento a todos los estudiantes que realizaron su proyecto de grado conmigo y que hicieron tan valiosos aportes a esta investigación: Idania Díaz, Hugo Ortiz, Alder

Salamanca, Christian Ardila, Jose Romero, Miguel Gómez, Guillermo Vargas, Julio Gelvez, Carlos Conde, María Gamboa, Carolina Viviescas, Oscar Solano, Cindy Niño, Lidsney Alvarez, Juan Rincón y Jhon Joya. Muchas gracias.

Índice

1	Introducción	17
1.1	Motivación y justificación del trabajo	18
1.2	Compensadores activos de potencia (<i>Custom Power Devices</i>)	19
1.1	Restaurador dinámico de tensión (DVR, <i>Dynamic Voltage Restorer</i>)	20
1.2	Compensador estático de potencia (DSTATCOM, <i>Distribution Static Compensator</i>)	21
1.3	Acondicionador de calidad de la energía unificado (UPQC, <i>Unified Power Quality Con-</i> <i>ditioner</i>)	22
1.3	Finalidad y objetivos de la tesis	23
1.4	Estructura del documento	24
2	Compensador estático de potencia para sistemas de distribución	26
2.1	Principio de operación del DSTATCOM	27
2.1.1	Modo control de corriente	28
2.1.2	Modo control de tensión	29
2.2	Estructura del circuito de potencia	29
2.2.1	Clasificación basada en el convertidor	29
	Consideraciones en la selección de los componentes	30
	Comparación entre las estructuras VSC y CSC	30
2.2.2	Clasificación basada en el número de hilos del sistema	31
	Compensador monofásico	31
	Compensador trifásico de tres hilos	32
	Compensador trifásico de cuatro hilos	32
2.3	Estrategias de control	34
2.3.1	Estrategias para la obtención de las señales de referencia	34

Compensación basada en el dominio de la frecuencia	35
Compensación basada en el dominio del tiempo	35
2.3.2 Estrategias de control del bus de continua	38
2.3.3 Estrategias de control del convertidor de potencia	39
Controladores no lineales	39
Controladores lineales	40
3 Control de compensadores activos de potencia	42
3.1 Generalidades	43
3.2 Estimación de la corriente de referencia	43
3.2.1 Teoría de Fryze	45
3.2.2 Teoría de Buchholz	45
3.2.3 Teoría de la potencia reactiva instantánea pq	46
Teoría pq con componente homopolar	49
Teoría pq modificada	50
3.2.4 Ejemplo ilustrativo	51
3.3 Control de la tensión del lado de continua	54
3.3.1 Algoritmo basado en el controlador PI	54
3.3.2 Estudio de casos	57
Caso 1: Corrección del factor de potencia y mitigación de armónicos de corriente . .	59
Caso 2: Compensación de corrientes desbalanceadas considerando corrientes de se-	
cuencia homopolar	60
Caso 3: Compensación de corrientes desbalanceadas considerando corrientes con	
componente de continua	63
3.4 Control de corriente	65
3.4.1 Controladores lineales	67
3.4.2 Controladores no lineales	70
3.4.3 Estudio de casos	72
Consideraciones con respecto al convertidor de potencia y a la red de suministro . .	72
Criterios de comparación	73
Resultados de simulación	74
4 Modelos del sistema para la simulación en tiempo real	80
4.1 Generalidades	81
4.2 Modelo considerando la topología correspondiente al inversor monofásico con condensador	
repartido	81

Modelo considerando la topología correspondiente al inversor monofásico en puente completo	85
4.3 Modelo considerando la topología correspondiente al inversor trifásico en puente completo .	88
4.4 Modelo considerando la topología correspondiente al inversor trifásico con condensador repartido	93
4.5 Modelos promediados	96
5 Simulación en tiempo real	99
5.1 Generalidades	100
5.2 Esquema general del simulador en tiempo real del DSTATCOM	101
5.3 Comunicación entre las etapas y esquemas de interconexión	103
5.3.1 Esquema 1: Ejecución de tareas en paralelo	103
5.3.2 Esquema 2: Ejecución de tareas en serie	105
5.4 Etapa 1: Simulación en tiempo real del DSTATCOM	106
5.4.1 Modelos implementados para la simulacion en tiempo real	107
5.4.2 Tensión en el PCC y corrientes demandadas por la carga	107
Caso 1: Compensación de corrientes balanceadas y distorsionadas.	108
Caso 2: Compensación de corrientes desbalanceadas y distorsionadas.	109
Caso 3: Corrección del factor de potencia	110
5.4.3 Implementación de la simulación en tiempo real del DSTATCOM en la tarjeta de control d-SPACE 1104	111
5.5 Etapa 2: Sistema de control	115
5.6 Etapa 3: Visualización de las variables del sistema	120
5.7 Resultados de simulación	121
5.7.1 Resultados considerando el esquema de ejecución de tareas en paralelo	122
5.7.2 Resultados considerando el esquema de ejecución de tareas en serie	128
6 Conclusiones y futuros desarrollos	133
6.1 Conclusiones y observaciones	134
6.2 Futuros trabajos	135
6.3 Proyectos de investigación y proyectos dirigidos	136
6.4 Publicaciones realizadas	137
Publicaciones en congresos	137
Publicaciones en revistas	138
Bibliografía	139

Lista de figuras

1.1	Ejemplo de corriente demandada por una carga no lineal	19
1.2	Restaurador dinámico de tensión	21
1.3	Compensador estático de potencia	22
1.4	Acondicionador de calidad de la energía unificado	22
2.1	Esquema general del DSTATCOM	27
2.2	Esquema ideal del DSTATCOM en sus dos modos de operación.	28
2.3	Tipos de circuitos de potencia de un filtro activo.	30
2.4	Tipos de compensadores monofásicos.	31
2.5	Inversor de tres ramas con condensador repartido	33
2.6	Inversor de puente completo con cuatro ramas	33
2.7	Inversor con tres puentes completos monofásicos y cuatro hilos	33
3.1	Controles en un DSTATCOM	43
3.2	Descomposición de la potencia instantánea demandada por la carga	45
3.3	Ejemplo de un circuito tetrafilar	52
3.4	Tensiones y corrientes en el sistema antes de iniciada la compensación	53
3.5	Tensiones y corrientes en el sistema después de la compensación usando el algoritmo basado en la teoría de Fryze	53
3.6	Tensiones y corrientes en el sistema después de la compensación usando el algoritmo basado en la teoría pq	54
3.7	Topología correspondiente a un inversor de tres ramas con condensador repartido	55
3.8	Esquemático del circuito para una carga general	58
3.9	Caso 1: Tensiones en el lado de continua	59
3.10	Caso 1: Tensiones y corrientes del sistema	60

3.11	Caso 2: Tensiones en el lado de continua usando el algoritmo de la ecuación (3.34)	61
3.12	Caso 2: Tensiones y corrientes del sistema usando el algoritmo de la ecuación (3.34)	61
3.13	Caso 2: Tensiones en el lado de continua usando el algoritmo de la ecuación (3.41)	62
3.14	Caso 2: Tensiones y corrientes del sistema usando el algoritmo de la ecuación (3.41)	62
3.15	Caso 3: Tensiones en el lado de continua y corrientes por la red usando el algoritmo de la ecuación (3.34)	63
3.16	Caso 3: Tensiones en el lado de continua y corrientes por la red usando el algoritmo de la ecuación (3.41)	64
3.17	Corriente por el neutro del sistema usando el algoritmo de la ecuación (3.41)	64
3.18	Ejemplo del control de corriente del DSTATCOM	65
3.19	Convertidores trifásicos tipo fuente de tensión	66
3.20	Equivalente monofásico para el inversor de tres ramas con condensador repartido	68
3.21	Equivalente trifásico para el inversor de tres ramas de puente completo	69
3.22	Modulación por ancho de pulso utilizando una onda portadora triangular	70
3.23	Ejemplo de la técnica PWM trifásica con onda portadora triangular	71
3.24	Corrientes de referencia desbalanceadas y distorsionadas	75
3.25	Caso 1. Seguimiento de corrientes desbalanceadas y distorsionadas para el inversor trifásico en puente completo	75
3.26	Caso 1. Seguimiento de corrientes desbalanceadas y distorsionadas para el inversor trifásico con condensador repartido	76
3.27	Corrientes de referencia desbalanceadas considerando componentes de secuencia homopolar	77
3.28	Caso 2. Seguimiento de corrientes desbalanceadas considerando componentes de secuencia homopolar para el inversor trifásico en puente completo	78
3.29	Caso 2. Seguimiento de corrientes desbalanceadas considerando componentes de secuencia homopolar para el inversor trifásico con condensador repartido	78
4.1	Circuito equivalente considerando la topología correspondiente al inversor monofásico con condensador repartido	82
4.2	Circuito equivalente considerando la topología correspondiente al inversor monofásico en puente completo	86
4.3	Circuito equivalente considerando la topología correspondiente al inversor trifásico en puente completo	89
4.4	Circuito equivalente considerando la topología correspondiente al inversor trifásico con condensador repartido	93
4.5	Tensión de salida en la fase a para un periodo de la simulación en tiempo real T	97

5.1	Esquema general para la simulación en tiempo real del DSTATCOM	101
5.2	Esquema 1. Ejecución de tareas en paralelo	104
5.3	Esquema 2. Ejecución de tareas en serie	105
5.4	Caso 1. Corrientes distorsionadas y balanceadas demandadas por la carga y tensión en el PCC	108
5.5	Caso 2. Corrientes distorsionadas y desbalanceadas demandadas por la carga y tensión en el PCC	109
5.6	Caso 3. Corrientes demandadas por la carga para un $fp=0.866$ en atraso y tensión en el PCC .	110
5.7	Tarjeta de control d-SPACE 1104	111
5.8	<i>Toolbox rti1104</i>	112
5.9	Implementación en Simulink de las tareas de la etapa 1.	114
5.10	Tarjeta de evaluación eZdsp F2812 de <i>Spectrum Digital</i>	115
5.11	Entorno de trabajo en el programa TI F2812 Code Composer Studio v3.1	116
5.12	Diagramas de flujo del programa ejecutado en el DSP (Etapla 2)	119
5.13	Interfaz del programa implementado en <i>ControlDesk</i>	121
5.14	Tensiones y corrientes resultantes de la simulación en tiempo real para compensación de corri- entes desbalanceadas y distorsionadas usando modulación delta	123
5.15	Tensiones y corrientes resultantes de la simulación en Matlab para compensación de corrientes desbalanceadas y distorsionadas usando modulación delta	123
5.16	Tensiones y corrientes resultantes de la simulación en tiempo real para compensación de corri- entes desbalanceadas y distorsionadas usando el controlado <i>Deadbeat</i>	124
5.17	Tensiones y corrientes resultantes de la simulación en Matlab para compensación de corrientes desbalanceadas y distorsionadas usando el controlado <i>Deadbeat</i>	125
5.18	Tensiones en el lado de continua resultantes de la simulación en tiempo real para compensación de corrientes desbalanceadas y distorsionadas	125
5.19	Tensiones y corrientes resultantes de la simulación en tiempo real para corrección del factor de potencia usando el controlador <i>Deadbeat</i>	126
5.20	Tensiones y corrientes resultantes de la simulación en Matlab para corrección del factor de potencia usando el controlador <i>Deadbeat</i>	127
5.21	Tensión en el lado de continua resultante de la simulación en tiempo real para corrección del factor de potencia usando el controlador <i>Deadbeat</i>	127
5.22	Tensiones y corrientes resultantes de la simulación en tiempo real para compensación de corri- entes balanceadas y distorsionadas usando modulación delta	129
5.23	Tensiones y corrientes resultantes de la simulación en Matlab para compensación de corrientes balanceadas y distorsionadas usando modulación delta	130
5.24	Tensiones y corrientes resultantes de la simulación en tiempo real para compensación de corri- entes balanceadas y distorsionadas usando el controlador <i>Deadbeat</i>	130

5.25	Tensiones y corrientes resultantes de la simulación en Matlab para compensación de corrientes balanceadas y distorsionadas usando el controlador <i>Deadbeat</i>	131
5.26	Tensiones en el lado de continua resultantes de la simulación en tiempo real para compensación de corrientes distorsionadas	131

Lista de tablas

3.1	Parámetros de simulación.	58
3.2	Errores en el seguimiento de una señal de referencia distorsionada y desbalanceada.	76
3.3	Errores en el seguimiento de una señal de referencia desbalanceada considerando componentes de secuencia homopolar.	79
4.1	Señales de tensión y de corriente para el inversor monofásico en puente completo en función de las señales de conmutación.	86
5.1	Configuración de las señales de entrada de la d-SPACE considerando como controlador de corriente la técnica basada en modulación delta	113
5.2	Configuración de las señales de entrada de la d-SPACE considerando como controlador de corriente el controlador <i>Deadbeat</i>	113
5.3	Configuración de las señales de entrada y salida de la d-SPACE considerando el esquema de ejecución de tareas	114
5.4	Configuración de los canales del A/D y de los puertos de entrada del DSP según el esquema de ejecución de tareas	117
5.5	Parámetros utilizados en la simulación en tiempo real del DSTATCOM	122
5.6	Periodo de la simulación en tiempo real y del sistema de control para el esquema de ejecución de tareas en paralelo	122
5.7	Periodo de la simulación en tiempo real y del sistema de control para el esquema de ejecución de tareas en serie	128

RESUMEN

TITULO: MODELADO Y SIMULACIÓN EN TIEMPO REAL DE UN COMPENSADOR ESTÁTICO DE POTENCIA PARA SISTEMAS DE DISTRIBUCIÓN¹

AUTOR: MARÍA ALEJANDRA MANTILLA VILLALOBOS²

PALABRAS CLAVES: Calidad de la energía eléctrica, compensadores activos de potencia, compensador estático de potencia para sistemas de distribución, simulación en tiempo real.

Este trabajo de investigación está motivado por la necesidad de compensar los diferentes tipos de perturbaciones que afectan la calidad de la energía eléctrica en los sistemas de distribución. Entre las soluciones empleadas para este propósito, se encuentran los compensadores estáticos de potencia para sistemas de distribución (DSTATCOM, del inglés *Distribution Static Compensator*). Por un lado, la investigación permitió revisar las diferentes estrategias de control y topologías que se encuentran actualmente para los DSTATCOM. Por medio de simulaciones, se analizó el funcionamiento de algunas de las estrategias de control para los casos de corrección del factor de potencia, mitigación de armónicos y desequilibrios en las corrientes demandadas por la carga.

Por otro lado, uno de los aspectos más relevante de esta tesis es el desarrollo de un simulador en tiempo real de un DSTATCOM, el cual permite validar la viabilidad de la implementación de las estrategias de control en un compensador real y verificar el funcionamiento de estas estrategias antes de realizar la implementación física del compensador, entre otras. Para el desarrollo de este simulador, se determinaron los modelos que permiten representar el funcionamiento del convertidor de potencia del DSTATCOM, del equivalente del sistema de distribución y de la carga, los cuales son utilizados para calcular el estado de las variables del sistema.

El simulador en tiempo real es implementado en la tarjeta de control d-SPACE 1104 y el sistema de control se implementa en el procesador digital de señales de referencia TMS320F2812 de *Texas Instruments*. La simulación en tiempo real se llevó a cabo para la topología correspondiente al inversor trifásico con condensador repartido. Los resultados de la simulación en tiempo real, se comparan con simulaciones fuera de línea realizadas en Matlab/Simulink, para verificar el correcto funcionamiento del simulador.

¹Trabajo de investigación

²Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. Grupo GISEL. Director: Dr. Johann F. Petit Suárez.

ABSTRAC

TITLE: MODELING AND REAL TIME SIMULATION OF A DISTRIBUTION STATIC COMPENSATOR ³

AUTHOR: MARÍA ALEJANDRA MANTILLA VILLALOBOS⁴

KEY WORDS: Custom power devices, distribution static compensator (DSTATCOM), power quality, real time simulation.

This research is motivated by the need to compensate the disturbances that affect power quality in distribution systems. One of the solutions for this purpose is the used of distribution static compensators (DSTATCOM). On one hand, this investigation allowed to review the different topologies and control strategies used for DSTATCOM. The performance of some control strategies was evaluated through simulations when the DSTATCOM was used to correct power factor and compensate distorted and unbalance currents.

On the other hand, one of the most important contributions of the thesis is the development of a real time simulator of a DSTATCOM. This simulator allows to validate the feasibility of implement the control strategies in a real compensator and verify the control system performance before the implementation of the real compensator. In order to develop the simulator, the DSTATCOM models and the mathematical equations that represent the operation of the load and the equivalent of the distribution system were determined. These mathematical models were used to solve the state of the system variables.

The real time simulator and the control system were implemented in the d-SPACE 1104 controller board and the digital signal processor TMS320F2812 of Texas Instruments, respectively. The simulations were made for the three-phase four-wire Voltage Source Inverter (VSI) whit split capacitor topology. Comparisons between real time simulation waveforms and Matlab/Simulink simulation signals were made to evaluate the right performance of the simulator.

³Research work

⁴Physical Faculty of Mechanical Engineering. School of Electrical, Electronics and Telecommunications. Group GISEL. Director: Dr. Johann F. Petit Suárez.

Introducción

En este capítulo se presenta la motivación y justificación de este trabajo de maestría. Se exponen algunas de las soluciones utilizadas para la compensación de perturbaciones que afectan la calidad de la energía eléctrica en los sistemas de distribución. Se parte de una revisión general de los compensadores activos de potencia con el fin de introducir el concepto de DSTATCOM. Finalmente, se muestran los objetivos de esta tesis y la estructura del documento.

1.1 Motivación y justificación del trabajo

En los últimos años se ha incrementado el interés por los problemas relacionados con la calidad de la energía eléctrica¹, por parte no solo de las empresas de distribución de energía, sino también por los usuarios finales del sistema. Este interés se debe principalmente a que una mala calidad de la energía puede traer consigo pérdidas técnicas y económicas para el sector eléctrico en general [4]. Una mala calidad conlleva, entre otras cosas, a: un mal funcionamiento de los equipos conectados a la red de suministro, reducción del tiempo de vida y posibles daños en la integridad física de éstos, pérdidas de producción en las industrias y en las empresas, mayores costos en el servicio de electricidad, pérdidas en los sistemas de transmisión y distribución de energía. Lo anterior, ha llevado a que sea de vital importancia el análisis, la monitorización y la solución de los problemas relacionados con la calidad de la energía eléctrica [2].

Diferentes organizaciones como la IEC (*International Electrotechnical Commission*) y la IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) han trabajado en la definición de los términos y normas relacionadas con la calidad de la energía eléctrica y en la clasificación de las perturbaciones, mediante la elaboración de diferentes estándares, entre los cuales se destacan el IEEE1159 [5], el IEEE519 [6] y toda la serie IEC6000 [7]. En general, estas perturbaciones se pueden clasificar según el estandar IEEE1159 en: transitorios tipo impulso y oscilatorios, variaciones de tensión de corta duración (huecos de tensión, sobretensiones e interrupciones), variaciones de tensión de larga duración, desequilibrio de tensión, distorsiones de la forma de onda (componente de continua, armónicos y muescas de tensión), fluctuaciones de tensión (parpadeo) y variaciones de frecuencia.

Estas perturbaciones son causadas principalmente por: cargas no lineales, descargas atmosféricas, fallas en el sistema, energización de transformadores, conmutación de capacitores, cargas con bajo factor de potencia, energización de grandes cargas y motores de inducción, cargas monofásicas y trifásicas desbalanceadas y al uso de cargas variables no lineales tales como hornos de arco, entre otras [2].

Por ejemplo, las características no lineales de algunos elementos del sistema tales como computadores, rectificadores y UPS (*Uninterruptible Power Supply*), producen distorsión armónica en las corrientes y tensiones del sistema de distribución, afectando de esta manera a los demás usuarios de la misma red. Por otro lado, cargas con bajo factor de potencia como motores de inducción y aires acondicionados demandan alta potencia reactiva, lo cual se traduce en un decremento de la eficiencia energética del sistema.

¹El término calidad de la energía eléctrica se refiere al “conjunto de características físicas de las señales de tensión y corriente, para un tiempo y lugar determinados, que tienen el propósito de satisfacer las necesidades del cliente” [1]. Por lo tanto, cualquier desviación de las señales de tensión y/o corriente con respecto a una forma de onda sinusoidal ideal, se puede considerar como una perturbación, las cuales afectan directamente la calidad de la energía eléctrica suministrada a los usuarios del sistema [2, 3]

A manera de ejemplo, en la Figura 1.1 se presenta la forma de onda de una corriente distorsionada demandada por un puente rectificador trifásico con carga altamente inductiva. En este caso se dice que la carga es no lineal y genera una perturbación asociada a la forma de onda (armónicos).

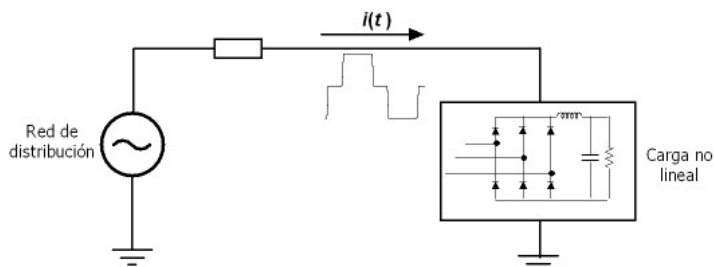


Figura 1.1: Ejemplo de corriente demandada por una carga no lineal

Con el fin de mitigar estos problemas relacionados con la calidad de la energía eléctrica, se han desarrollado diferentes soluciones, entre las cuales se encuentran: los filtros pasivos [8], los filtros híbridos [9] y los compensadores activos de potencia (*Custom Power Devices*) [2, 10–12]. Este trabajo se enmarca dentro de ésta última tendencia, más precisamente en uno de los dispositivos *Custom Power* de tipo compensación, conocido con el nombre de Compensador Estático de Potencia para Sistemas de Distribución (DSTATCOM, *Distribution Static Compensator*).

1.2 Compensadores activos de potencia (*Custom Power Devices*)

El término *Custom Power* hace referencia a la tecnología de compensadores basada en electrónica de potencia utilizada en los sistemas de distribución para mejorar la calidad de la energía eléctrica entregada a los usuarios finales del sistema. Esta tecnología permite un mayor control del flujo de potencia y proporciona soluciones integrales no solo a los problemas relacionados con la confiabilidad de la energía en términos de reducción de interrupciones y variaciones de tensión, sino que también ofrece opciones de compensación como lo son la regulación de tensión, mitigación de armónicos, corrección del factor de potencia, balance de carga, compensación de huecos y elevaciones de tensión, mitigación de fluctuaciones en la tensión, entre otras [2, 10, 13].

Los dispositivos *Custom Power* pueden clasificarse en dos grandes grupos según su funcionalidad, reconfiguración y compensación. Los dispositivos tipo reconfiguración son utilizados para limitar la corriente de alimentación o interrumpir el suministro de energía eléctrica durante la ocurrencia de una falla. También se utilizan para realizar transferencia de carga a un alimentador alternativo con el fin de proteger la carga

de huecos de tensión o fallas en el sistema. Estos dispositivos se basan generalmente en tiristores [2].

Los dispositivos tipo compensación son utilizados generalmente como filtros activos para mitigación de armónicos. También se utilizan para balance de carga, corrección del factor de potencia, regulación de tensión, compensación de huecos y elevaciones de tensión, entre otros [2, 12]. Entre estos dispositivos se encuentran: el restaurador dinámico de tensión (DVR, *Dynamic Voltage Restorer*) [14], el compensador estático de potencia (DSTATCOM, *Distribution Static Compensator*) y el acondicionador de calidad de la energía unificado (UPQC, *Unified Power Quality Conditioner*) [12]. Estos dispositivos están compuestos principalmente por un elemento almacenador de energía DC y un inversor de potencia controlado, encargado de crear una forma de onda deseada a partir del elemento almacenador de energía, con el fin de compensar las perturbaciones de interés. A continuación se realiza un breve descripción de cada uno de estos dispositivos de tipo compensación.

1.1 Restaurador dinámico de tensión (DVR, *Dynamic Voltage Restorer*)

EL DVR es un dispositivo electrónico de conexión serie con el sistema de distribución, como se observa en la Figura 1.2. Está compuesto principalmente por un elemento almacenador de energía DC, un transformador de acoplamiento, un filtro de conexión a la red, un inversor de potencia y un sistema de control. Su función básica es la inyección en forma dinámica de una tensión controlada en serie con la tensión de alimentación en el punto de acople común PCC (*Point of Common Coupling*) por medio del transformador de acoplamiento. El valor de la tensión instantánea es controlado para mitigar algunas perturbaciones que se puedan producir en la tensión de la carga debido a perturbaciones en la tensión de alimentación [15]. Esto significa que cualquier diferencia de tensión con respecto a la tensión de servicio ideal, causada por perturbaciones en el alimentador de AC, debe ser compensada por una tensión equivalente generada por el convertidor e inyectada a la red eléctrica a través del transformador [16]. El comportamiento ideal del dispositivo, puede ser representado por una fuente de tensión controlada conectada en serie con el sistema de distribución.

Dentro de las opciones de compensación para las cuales se diseñó inicialmente el DVR se encuentran los huecos y elevaciones de tensión. Sin embargo, propuestas e investigaciones posteriores han permitido ampliar sus opciones a compensación de armónicos y desequilibrios de tensión, entre otras [2, 17]. En la Figura 1.2, se muestra un ejemplo en el cual la tensión de alimentación presenta un hueco de tensión. En este caso, el DVR idealmente se encarga de inyectar una tensión en serie con la tensión de alimentación con el fin de que la tensión resultante en la carga presente una forma de onda sinusoidal pura.

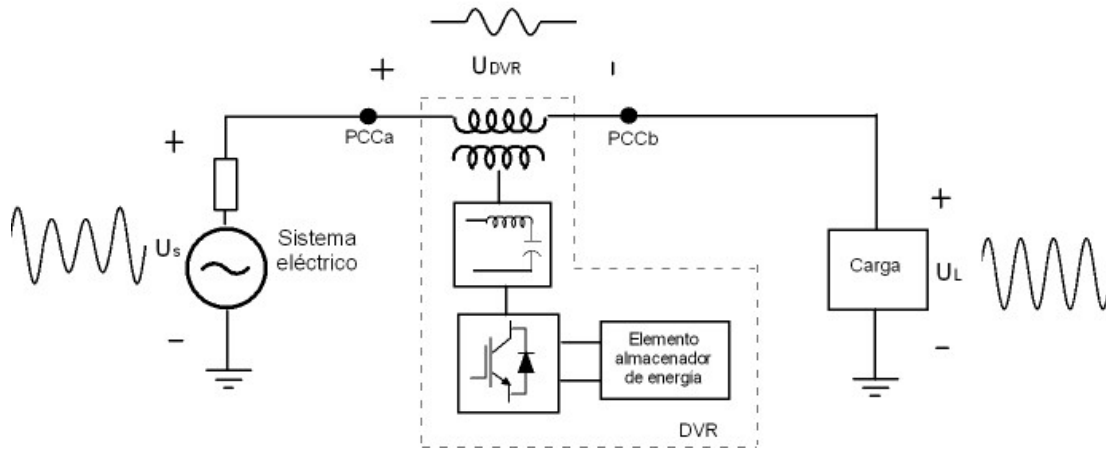


Figura 1.2: Restaurador dinámico de tensión

1.2 Compensador estático de potencia (DSTATCOM, *Distribution Static Compensator*)

EL DSTATCOM es un dispositivo electrónico de conexión paralela con el sistema de distribución o con la carga y permite compensar perturbaciones que tienen origen tanto en la demanda como en la red eléctrica (ver Figura 1.3). Está compuesto principalmente por: un elemento almacenador de energía DC, un filtro de conexión a la red, un inversor de potencia y un sistema de control. La compensación se realiza por medio de la inyección controlada de corrientes a la red, las cuales son calculadas mediante el uso de algoritmos de control y sintetizadas por el convertidor de potencia. [2,18].

Dentro de las opciones de compensación que ofrece el DSTATCOM se encuentran: corrección del factor de potencia, mitigación de la distorsión armónica de la corriente que demanda la carga, compensación de la componente de continua y de desequilibrios presentes en las corrientes que fluyen por la red de suministro. Además, también se encuentran trabajos en los cuales el DSTATCOM se utiliza para compensar perturbaciones relacionadas con la tensión del nodo de conexión como lo son: huecos y elevaciones de tensión, armónicos y desequilibrios de tensión, entre otros. Sin embargo, el DSTATCOM presenta una mayor aplicación en opciones de compensación de carga [2,12]. En el capítulo 2, se presenta una descripción más detallada de este dispositivo, siendo éste, el objeto de estudio del presente trabajo de maestría.

En la Figura 1.3, se muestra un ejemplo del funcionamiento del DSTATCOM. En este caso, una carga no lineal demanda una corriente distorsionada del sistema. El DSTATCOM se encarga de inyectar una corriente al sistema con el fin de que la corriente resultante por la red de suministro sea una onda sinusoidal pura a la frecuencia fundamental.

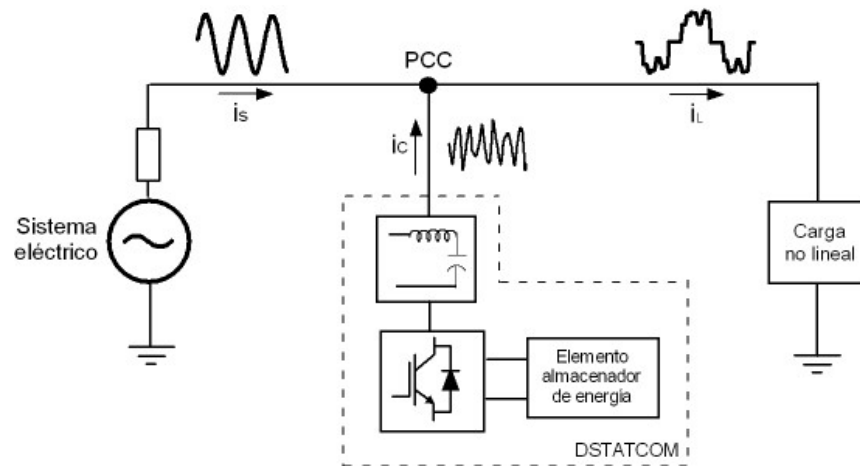


Figura 1.3: Compensador estático de potencia

1.3 Acondicionador de calidad de la energía unificado (UPQC, *Unified Power Quality Conditioner*)

El UPQC es un dispositivo de conexión serie-paralelo tal como se observa en la Figura 1.4. Presenta las ventajas ofrecidas por el DVR y por el DSTATCOM en una sola conexión, por lo que tiene la capacidad de compensar perturbaciones que tienen origen tanto en la demanda como en la red eléctrica como lo son: corrección del factor de potencia, compensación de la distorsión armónica y desequilibrios en las corrientes y tensiones del sistema, mitigación de huecos y elevaciones de tensión, entre otras [2, 12].

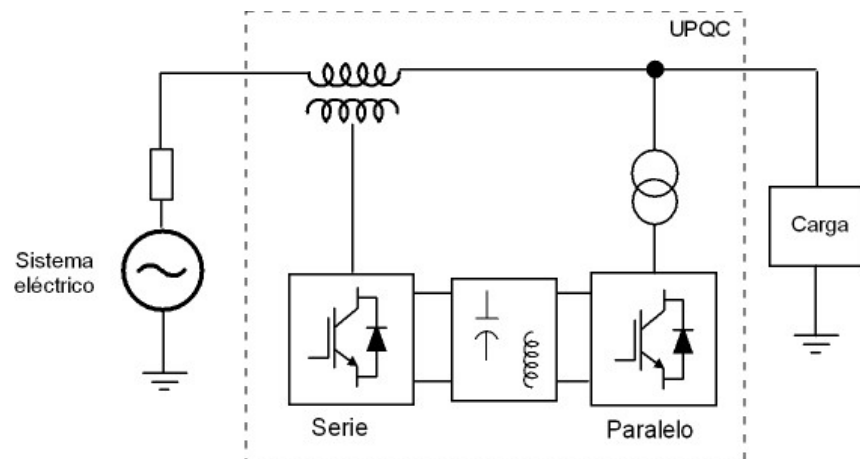


Figura 1.4: Acondicionador de calidad de la energía unificado

En términos generales, los compensadores activos de potencia presentan ciertas ventajas con respecto a otras opciones de compensación, como lo son los filtros pasivos. Por su lado, los compensadores activos

no conllevan a posibles resonancias en el sistema, como si lo pueden hacer los filtros pasivos. Además, son mucho más versátiles que los filtros pasivos al ofrecer mayores opciones de compensación. Sin embargo, el costo económico de implementar estas opciones activas de compensación es más elevado [18].

1.3 Finalidad y objetivos de la tesis

Este trabajo de maestría se enfoca en el estudio del compensador activo de potencia de conexión paralela conocido como DSTATCOM, utilizado para la mitigación de los problemas relacionados con la calidad de la energía eléctrica en los sistemas de distribución. En general, se analiza el funcionamiento de este dispositivo en modo control corriente, es decir, para opciones de compensación de carga como lo son: corrección del factor de potencia, mitigación de la distorsión armónica de la corriente que demanda la carga, compensación de la componente de continua y de desequilibrios presentes en las corrientes que fluyen por la red de suministro.

Este trabajo de investigación parte del hecho de que para el diseño y el desarrollo de los DSTATCOM, resulta indispensable el análisis y la verificación del funcionamiento de sus estrategias de control, así como el estudio de las opciones de compensación que estos dispositivos ofrecen y la evaluación del rendimiento general del compensador bajo diferentes condiciones de operación del sistema, antes de realizar la implementación física del dispositivo; con el fin de reducir costos, tiempo y facilitar el desarrollo de nuevas tecnologías de control y de dispositivos más versátiles, rápidos y eficaces que ofrezcan mejores características de compensación [19–21]. Además de lo anterior, es también de vital importancia validar la viabilidad de la implementación de los algoritmos de control en un compensador real, igualmente que detectar y corregir cualquier problema potencial asociado a estas estrategias o a la estructura del compensador, antes de la implementación física del mismo [19,21]. Por tal motivo, se hace necesaria la utilización y el desarrollo de un método o de una herramienta que permita llevar a cabo todas estas funciones y que ofrezca resultados satisfactorios y confiables.

Por lo anterior, el objetivo principal del trabajo de investigación es el desarrollo de un simulador en tiempo real de un Compensador Estático de Potencia para Sistemas de Distribución (DSTATCOM), con el fin de evaluar la viabilidad de la implementación de diferentes estrategias de control utilizadas por este dispositivo en un compensador real.

Para ello se proponen las siguientes tareas:

- Establecer modelos que permitan simular en tiempo real un DSTATCOM, el equivalente de la red de distribución y de la carga, para el modo de control de corriente de este dispositivo.

- Implementar un sistema que permita tanto simular en tiempo real un DSTATCOM, como evaluar la implementación de diferentes estrategias de control utilizadas por este dispositivo en un compensador real.
- Evaluar mediante la simulación en tiempo real del DSTATCOM, el funcionamiento de diferentes estrategias de control utilizadas por este compensador, la viabilidad de su implementación en un compensador real y las opciones de compensación que estas estrategias ofrecen.

1.4 Estructura del documento

Este documento se ha dividido en cinco capítulos, el primero de los cuales corresponde a esta introducción. A continuación, se realiza una breve descripción de los demás capítulos:

Capítulo 2: Se expone el principio de operación del DSTATCOM, las opciones de compensación que éste dispositivo ofrece, la estructura del convertidor de potencia y las principales tendencias con respecto a sus estrategias de control.

Capítulo 3: En este capítulo se estudia el funcionamiento de las estrategias utilizadas para la obtención de las señales de referencia, control del convertidor de potencia y del bus de continua del DSTATCOM. Las estrategias de control se analizan para los casos de corrección del factor de potencia, mitigación de armónicos y desequilibrios en las corrientes demandadas por la carga, por medio de simulaciones en ATP (*Alternative Transient Program*).

Capítulo 4: En este capítulo se presenta la deducción de los modelos utilizados para representar el funcionamiento del convertidor de potencia del DSTATCOM, del equivalente del sistema de distribución y de la carga del sistema, los cuales son utilizados para realizar la simulación en tiempo real.

Capítulo 5: Se expone el funcionamiento del simulador en tiempo real del DSTATCOM. Además, se describe la implementación de los modelos que describen el funcionamiento del sistema en la tarjeta de control DSPACE 1104 y de las estrategias de control del DSTATCOM en el DSP (*Digital Signal Processor*) TMS320F2812 de *Texas Instruments*. Finalmente se presentan los resultados de la simulación en tiempo real, los cuales se comparan con simulaciones realizadas en Matlab/Simulink.

Capítulo 6: Se presentan las principales conclusiones y observaciones de este trabajo de investigación, se exponen algunos de los proyectos futuros que podrían dar continuación a esta investigación y finalmente se mencionan los proyectos de investigación, trabajos de grado dirigidos y publicaciones realizadas durante la ejecución de este trabajo.

Finalmente se incluyen las referencias bibliográficas utilizadas en este trabajo.

Compensador estático de potencia para sistemas de distribución

En este capítulo se presenta una introducción al compensador estático de potencia utilizado para el mejoramiento de la calidad de la energía eléctrica en los sistemas de distribución. Se expone el principio de operación de este dispositivo, las opciones de compensación que éste ofrece, la estructura del convertidor de potencia y las principales tendencias con respecto a sus estrategias de control (obtención de las señales de referencia, control del convertidor de potencia y del bus de continua).

2.1 Principio de operación del DSTATCOM

Un compensador estático de potencia es un dispositivo basado en la electrónica de potencia, que al ser conectado en paralelo ya sea con el sistema de distribución o con la carga, permite compensar perturbaciones que tienen origen tanto en la demanda como en la red eléctrica [2]. En la Figura 2.1, se muestra el esquema general del DSTATCOM, el cual consta de un elemento almacenador de energía DC, un inversor de potencia y un sistema de control [2, 18]. El punto al cual el compensador es conectado a la red es llamado punto de acoplamiento común (PCC, *Point of Common Coupling*).

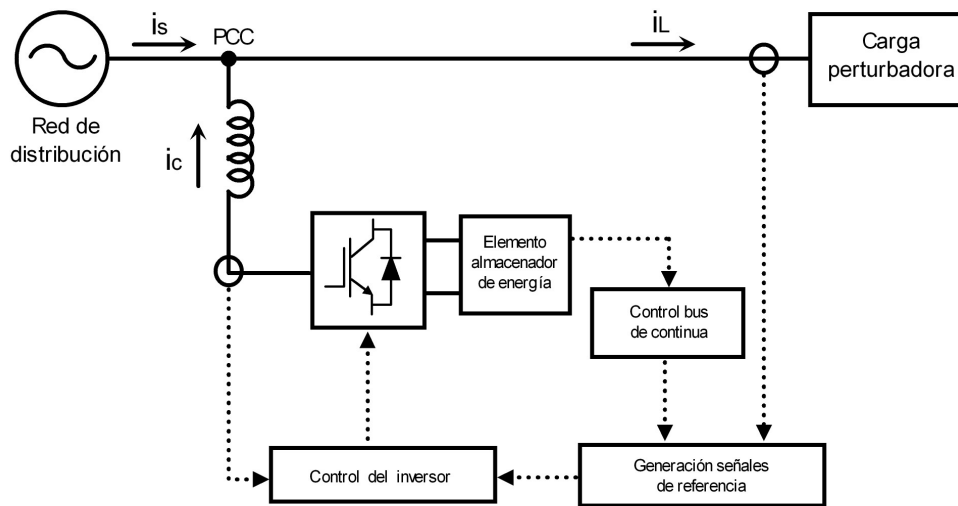


Figura 2.1: Esquema general del DSTATCOM

El principio básico del DSTATCOM consiste en inyectar una corriente al sistema, la cual permita compensar las perturbaciones de interés y que además, demande del compensador una potencia instantánea de valor medio igual a cero en estado estable. Para esto, el DSTATCOM debe tener la capacidad de [2, 18]:

- Medir las corrientes y tensiones del sistema necesarias para calcular las señales a inyectar.
- Calcular las señales de referencia que debe generar el dispositivo para realizar la compensación
- Mantener la tensión o la corriente del lado de continua en un valor que permita la controlabilidad del compensador
- Determinar las señales de disparo del inversor tal que las señales generadas por éste, sigan las señales de referencia deseadas.

En general, el DSTATCOM puede operar en dos modos básicos: modo control de corriente y modo control de tensión [2, 22]. Dependiendo de su modo de operación, el DSTATCOM podrá compensar diferentes tipos de perturbaciones, ya sea relacionadas con la corriente que demanda la carga o con las tensiones del sistema de distribución.

2.1.1 Modo control de corriente

Cuando el DSTATCOM opera en modo control de corriente, éste es conectado en paralelo con la carga. El comportamiento ideal del dispositivo, puede ser representado por una fuente de corriente controlada (ver Figura 2.2(a)) [2]. En este modo de operación, el dispositivo realiza funciones de compensación de carga, entre las cuales se encuentran [2, 12, 23–29]: corrección del factor de potencia, mitigación de la distorsión armónica de la corriente que demanda la carga, compensación de la componente de continua y de desequilibrios presentes en las corrientes que fluyen por la red de suministro.

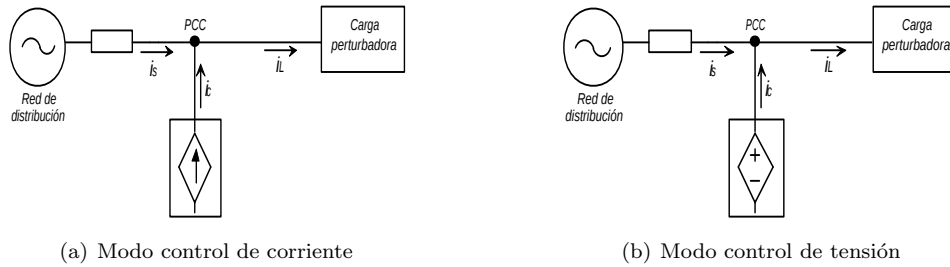


Figura 2.2: Esquema ideal del DSTATCOM en sus dos modos de operación.

Una compensación perfecta conlleva a que el DSTATCOM inyecte una corriente de compensación tal que la corriente resultante por la red de alimentación, sea sinusoidal pura a la frecuencia fundamental y estrictamente de secuencia positiva. Además, el compensador debe forzar la corriente por la red a estar en fase con la tensión en el PCC.

En este modo de operación, el DSTATCOM permite prevenir que cargas perturbadoras (cargas no lineales y desequilibradas) contaminen el resto del sistema de distribución y produzcan desequilibrio y distorsión armónica en la tensión del sistema de distribución, afectando de esta manera a los demás usuarios de la misma red [2, 30]. Además, permite reducir la alta demanda de potencia reactiva producida por cargas de bajo factor de potencia, lo cual reduce no solo caídas significativas de tensión en la red, sino también grandes pérdidas en el sistema de alimentación [2].

2.1.2 Modo control de tensión

Cuando el DSTATCOM opera en modo control de tensión, éste es conectado en el nodo del sistema de distribución donde se quiere regular la tensión. El comportamiento ideal del dispositivo, puede ser representado por una fuente de tensión controlada (ver Figura 2.2(b)). En este modo de operación, el dispositivo controla la tensión del nodo de conexión, por lo que puede realizar las siguientes acciones: regulación de tensión [12, 22, 27, 31], compensación de variaciones de tensión de corta duración (huecos y elevaciones de tensión) [31–35], compensación del desbalance de tensión [2, 22] mitigación de la distorsión de la forma de onda de la tensión [2, 22] y compensación de fluctuaciones de tensión (*voltage flicker*) [32, 36, 37].

Con el fin de compensar este tipo de perturbaciones, el DSTATCOM debe inyectar una corriente de tal manera que la tensión del nodo de conexión siga una referencia especificada. Este modo es utilizado principalmente para prevenir a las cargas sensibles de perturbaciones presentes en la tensión de alimentación [2, 32, 33, 38].

2.2 Estructura del circuito de potencia

La estructura del DSTATCOM puede ser clasificada según la topología del convertidor de potencia y el número de fases y de hilos del sistema [12, 39, 40].

2.2.1 Clasificación basada en el convertidor

Esta clasificación se realiza de acuerdo al tipo de elemento almacenador de energía del convertidor de potencia. Si la energía se almacena en un condensador, la topología del convertidor se basa en un inversor tipo fuente de tensión (VSC, *Voltage Source Converter*), mostrado en la Figura 2.3(a); mientras que si la energía se almacena en una bobina, la topología del convertidor se basa en un inversor tipo fuente de corriente (CSC, *Current Source Converter*), el cual se muestra en la Figura 2.3(b) [18, 39].

La estructura basada en el VSC se conecta a la red por medio de un filtro de primer o tercer orden. Generalmente el filtro es de primer orden y consiste de un elemento inductivo, el cual garantiza la controlabilidad del compensador y además permite atenuar el rizado de alta frecuencia de la corriente que inyecta el compensador, generado por la conmutación del inversor [18, 39, 40]. Este elemento inductivo puede ser también la reactancia de un transformador, en caso de que el compensador se conecte a otro nivel de tensión.

La estructura basada en el CSC se conecta a la red por medio de un filtro de segundo orden pasa bajas, el cual también permite atenuar el rizado de alta frecuencia de la corriente que inyecta el compensador, sin embargo, puede llegar a amplificar los armónicos cercanos a su frecuencia de resonancia [39, 40].

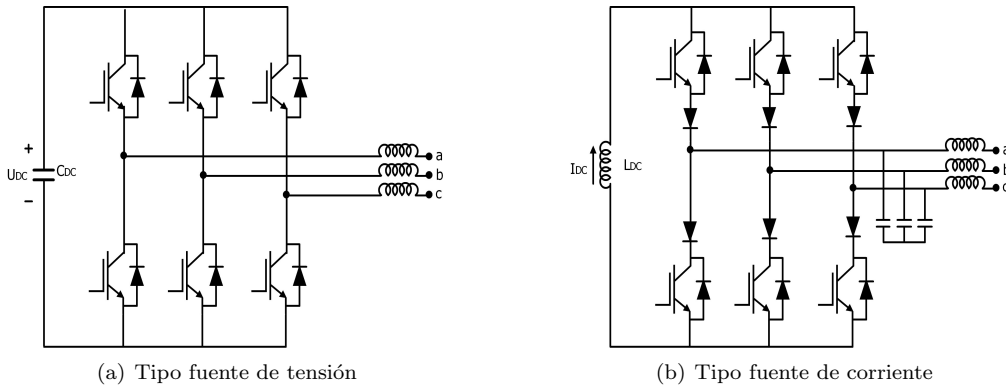


Figura 2.3: Tipos de circuitos de potencia de un filtro activo.

Consideraciones en la selección de los componentes

Para el diseño del compensador se deben tener en cuenta los siguientes ítems:

- El condensador y la bobina de las estructuras VSC y CSC, respectivamente, deben seleccionarse tal que se evite el rizado y las fluctuaciones en el bus de continua [12, 39]. Además, la tensión o la corriente del bus de DC, debe seleccionarse de tal forma que el compensador sea capaz de seguir las señales de referencia y no se pierda la controlabilidad del dispositivo.
- Los dispositivos semiconductores utilizados en el inversor son IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) y GTO (*Gate Turn Off Thyristors*). Actualmente, los DSTATCOM usan generalmente IGBT ya que presentan menores pérdidas y pueden operar a mayores frecuencias que los GTO. Sin embargo, los GTO son utilizados para aplicaciones de alta potencia. Otros dispositivos que pueden ser utilizados son los MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors*). Éstos pueden operar más rápido que los IGBT, pero su uso está limitado a aplicaciones de muy baja potencia [12, 39].

Los dispositivos semiconductores para la estructura VSC, deben permitir un flujo bidireccional de corriente y soportar una tensión unipolar limitada por el bus de continua, por lo que se utilizan generalmente IGBT con diodos antiparalelo. Para la estructura CSC, los dispositivos deben soportar una tensión bipolar cuyo pico corresponde a la tensión de línea del sistema y una corriente unidireccional limitada por el bus de continua. En este caso, pueden usarse GTO con capacidad de bloqueo inverso de tensión o IGBT con un diodo conectado en serie [39].

Comparación entre las estructuras VSC y CSC

La principal ventaja de la estructura VSC con respecto a la CSC, está en el elemento almacenador de energía, ya que un condensador es más eficiente, más sencillo de controlar, más pequeño y económico

que una bobina que almacena igual cantidad de energía [18, 39]. Esta ventaja ha hecho que la estructura VSC sea más investigada y utilizada que la estructura CSC [39, 40]. Sin embargo, es posible que en un futuro se incremente el uso de la estructura CSC con la utilización de bobinas superconductoras [18, 39].

Aunque la eficiencia de la estructura VSC en el punto de operación nominal es mejor que la de la estructura CSC, en cargas de baja potencia la estructura CSC presenta una mejor eficiencia [39]. Otra desventaja de la estructura CSC está en el hecho de que no puede ser expandida a convertidores multinivel y multipaso, lo cual si es posible con la estructura VSC [12, 41]. Además, los dispositivos semiconductores de la estructura CSC deben tener capacidad de bloqueo inverso de tensión, por lo que deben utilizarse GTO o IGBT con diodos conectados en serie, lo cual es una desventaja con respecto a la estructura VSC [39].

2.2.2 Clasificación basada en el número de hilos del sistema

La estructura del compensador depende del sistema de alimentación y/o de la carga al cual el compensador es conectado, por lo que se puede clasificar en: compensador monofásico (dos hilos) y compensador trifásico de tres y cuatro hilos [2, 12, 18].

Compensador monofásico

Existe una gran cantidad de cargas monofásicas utilizadas en los hogares, en el comercio y en las industrias. Es posible conectar un compensador en paralelo a estas cargas individuales o acumuladas en un punto de la red de suministro [2, 12]. Existen dos configuraciones para el convertidor monofásico. Una de ellas es un inversor de puente completo de dos ramas, la cual se muestra en la Figura 2.4(a). La otra corresponde a un inversor de una rama con condensador repartido mostrada en la Figura 2.4(b) [18].

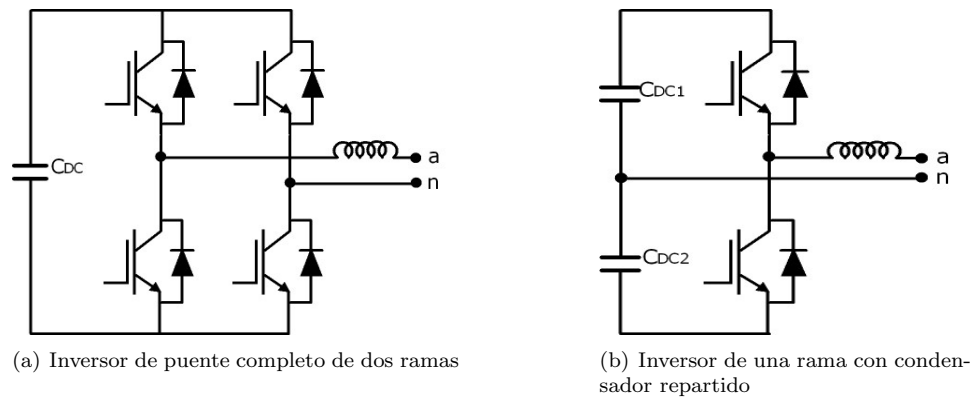


Figura 2.4: Tipos de compensadores monofásicos.

Compensador trifásico de tres hilos

La estructura del compensador más utilizada para sistemas trifásicos de tres hilos se muestra en la Figura 2.3(a). Ésta consiste de un inversor de tres ramas. La desventaja de esta topología es el hecho de que la suma de las corrientes por las tres ramas debe ser igual a cero, por lo que no es posible compensar desequilibrios de origen homopolar [2, 18, 22]. Sin embargo, esta topología permite aprovechar al máximo la totalidad de la tensión en el lado de continua.

Compensador trifásico de cuatro hilos

Las topologías de cuatro hilos permiten mitigar más perturbaciones, debido a que es posible compensar las componentes de secuencia cero y eliminar la componente de continua de las corrientes que demanda la carga [2, 18]. En general, se pueden considerar tres configuraciones del convertidor:

- Inversor de tres ramas con condensador repartido: esta topología (ver Figura 2.5) contiene dos condensadores en el lado de continua cuyo punto medio de conexión es conectado al neutro de la carga, lo cual permite un camino para la componente de secuencia homopolar de la corriente [2, 23]. Ésta es la topología más económica de las tetrafilares y es utilizada para aplicaciones de media y baja potencia [12]. Además, es fácil de controlar ya que es posible desacoplar las tres ramas y manejarlas como si fuesen monofásicas, dado que la tensión de cada rama depende únicamente del estado de conmutación de sus dos dispositivos semiconductores [18, 42]. Sin embargo, esta topología no aprovecha en su totalidad la tensión de lado de continua y la capacidad máxima de inyección de corrientes de secuencia homopolar que puede inyectar depende de las componentes de secuencia positiva y negativa generadas, lo cual reduce la capacidad de inyección del inversor. Por otro lado, la inyección de corrientes de secuencia homopolar puede desbalancear la distribución de la tensión en los condensadores del lado de continua (la tensión en los condensadores del lado de continua no tienen el mismo valor promedio), debido a que esta corriente tiene que retornar por el punto medio de los condensadores. Este desbalance puede generar la pérdida de la controlabilidad del DSTATCOM [42].
- Inversor de puente completo con cuatro ramas: esta topología (ver Figura 2.6) requiere de un solo condensador. Tres de las ramas son conectadas a las fases de sistema, mientras que la otra se conecta al neutro de la carga [2]. Esta topología permite un aprovechamiento máximo de la tensión del lado de continua y a su vez posibilita generar niveles elevados de tensión de secuencia homopolar [42].
- Inversor con tres puentes completos monofásicos y cuatro hilos: En esta estructura (ver Figura 2.7) cada uno de los puentes monofásicos es conectado a la red a través de un transformador, el cual permite aislar los inversores y previene posibles cortos en el condensador de almacenamiento de energía del bus de DC [2, 22, 23]. Esta topología permite una mayor capacidad de generación de corrientes de todas las secuencias (positiva, negativa y homopolar) [18] y mejora la confiabilidad

del compensador [12]. Además, con esta topología se pueden conseguir tensiones de tres niveles a la salida, lo que permite reducir la frecuencia de conmutación y disminuir el rizado de la corriente generada. Sin embargo, estas ventajas hacen que esta topología sea más costosa que las anteriormente mencionadas [42].

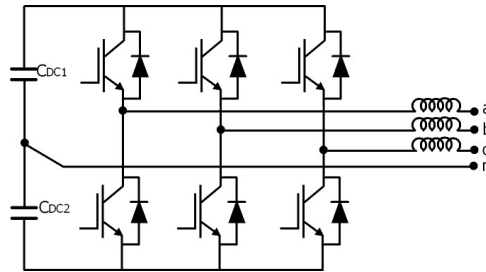


Figura 2.5: Inversor de tres ramas con condensador repartido

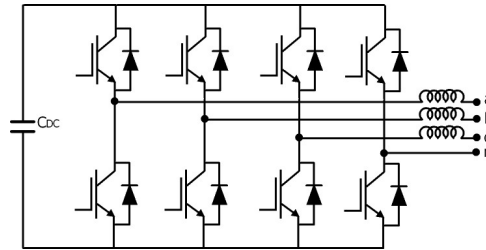


Figura 2.6: Inversor de puente completo con cuatro ramas

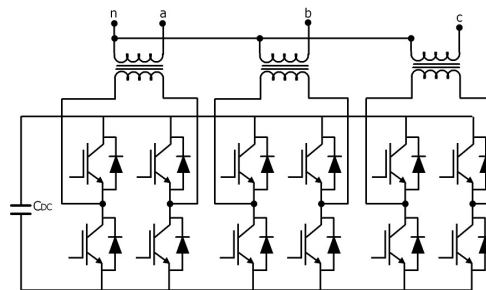


Figura 2.7: Inversor con tres puentes completos monofásicos y cuatro hilos

Para mejorar el nivel de tensión al cual se puede conectar el compensador, la frecuencia de modulación máxima y la capacidad de potencia de éste, se utilizan topologías multinivel y multipaso [2, 34, 43, 44].

2.3 Estrategias de control

Las estrategias de control del DSTATCOM juegan un papel muy importante en el rendimiento y en las características de compensación deseadas. Estas estrategias deben garantizar que se inyecte la corriente necesaria para compensar las perturbaciones de interés [30]. Para llevar a cabo este propósito, el DSTATCOM utiliza tres lazos de control, según se observa en la Figura 2.1. El primer lazo de control está encargado de calcular las señales de compensación o señales de referencia, en términos de tensiones y/o corrientes, según el modo de operación del compensador y las opciones de compensación que éste ofrece. El segundo lazo está encargado de controlar la tensión del bus de continua del compensador con el fin de que ésta permanezca en un valor que garantice la controlabilidad del dispositivo. Finalmente, el tercer lazo de control tiene como función generar las señales de conmutación de los dispositivos semiconductores del convertidor, tal que la señal generada por el compensador siga la señal de referencia [12, 18, 41, 45].

Estos algoritmos de control son implementados en dispositivos microelectrónicos como los microcontroladores o los procesadores digitales de señales (DSP, *Digital Signal Processing*), los cuales permiten realizar el procesamiento de los datos lo suficientemente rápido, tal que el compensador funcione adecuadamente [18, 45].

La eficiencia y las características de compensación del DSTATCOM, así como su rapidez, respuesta transitoria y rendimiento en estado estable dependen en parte de estas estrategias de control. En consecuencia, los aspectos relacionados con el control de estos compensadores, han sido un área de gran interés entre los investigadores del tema [30, 45].

2.3.1 Estrategias para la obtención de las señales de referencia

Las señales de referencia son aquellas que debe generar el DSTATCOM para compensar las perturbaciones de interés. Estas señales dependen del tipo de perturbación y del modo de operación del dispositivo. Para el caso del modo control de corriente, la señal de referencia debe contener todas las componentes que hacen que la corriente de la carga se desvíe de la ideal, la cual depende del problema que se desea mitigar. En el caso del modo control de tensión, la señal de referencia es la tensión ideal que se desea obtener en el nodo de conexión del compensador a la red [2]. Independientemente de la técnica de control utilizada, el algoritmo debe extraer la señal de referencia con el menor error posible y operar adecuadamente bajo régimen transitorio y en estado estable [18, 45].

Las estrategias de control para generar las señales de referencia están basadas en técnicas de compensación en el dominio de la frecuencia o en el dominio del tiempo. A continuación se presentan las principales tendencias.

Compensación basada en el dominio de la frecuencia

Las estrategias de control en el dominio de la frecuencia están basadas en el análisis de Fourier de las señales distorsionadas de tensión o de corriente. Por medio de este análisis es posible extraer la componente fundamental de una señal distorsionada y generar la señal de referencia que permita eliminar los armónicos presentes en la corriente demandada por la carga o en la tensión del nodo de conexión [12, 22]. Una de las desventajas de esta estrategia radica en la necesidad de estimar la frecuencia de la señal cuando ésta no es conocida, para lo cual se suele usar un lazo de seguimiento de fase (PLL, *Phase Locked Loop*). Además, es necesario realizar una posterior sincronización para reconstruir la señal de referencia en el dominio del tiempo. Los cálculos necesarios para la generación de las señales de referencia, producen grandes tiempos de respuesta y relegan esta tendencia por detrás de los métodos de compensación que trabajan directamente en el dominio del tiempo [12, 18, 41, 45].

Otra aplicación de las estrategias de control basadas en el análisis de Fourier, es la extracción de la señal que modula a la fluctuación de tensión (*voltage flicker*). En este caso, las estrategias de control presentan las mismas desventajas que para el caso de compensación de armónicos [32].

Compensación basada en el dominio del tiempo

Las estrategias de control que trabajan directamente en el dominio del tiempo realizan el cálculo instantáneo de las señales de referencia. Existen una gran cantidad de estas estrategias, entre las cuales se pueden destacar aquellas basadas en las teorías de la potencia instantánea, en la teoría del marco de referencia síncrono $dq0$ (SRF, *Synchronous Reference Frame*), en la teoría de las componentes simétricas instantáneas y aquellas basadas en filtros sintonizados y adaptativos [12, 18, 41, 45–49].

Compensación basada en las teorías de la potencia instantánea: Estas teorías se basan en la descomposición de la potencia instantánea con el fin de estudiar el significado físico de sus componentes y considerar el efecto que tienen los diferentes tipos de perturbaciones de las señales eléctricas sobre éstas [18, 47]. En la actualidad, existen una gran cantidad de estas teorías, sin embargo, no se ha podido llegar a un consenso sobre una teoría única donde las componentes de potencia presentes en los casos atípicos tengan asociado un claro significado físico [18].

Su principio de operación se basa en la descomposición de la potencia instantánea demandada por la carga, en una componente de potencia útil y una potencia no útil de promedio nulo asociada a la potencia no activa. El cálculo de las señales de referencia se realiza de tal forma que la potencia instantánea entregada por el compensador sea de valor medio igual a cero, con el fin de eliminar las perturbaciones cuyo

efecto en la potencia útil es nulo [18].

A partir de este concepto general, se han propuesto diferentes teorías las cuales se diferencian según la manera en la que se descompone la potencia instantánea, las fases del sistema eléctrico que se analizan y el marco de referencia que se utiliza. Entre las teorías más referenciadas, se encuentran: Teoría de Fryze, Buchholz y Depenbrock [18, 47, 48] y la teoría de la potencia reactiva instantánea pq [25, 49–51].

Las estrategias de compensación fundamentadas en las teorías de Fryze, Buchholz y Depenbrock se basan en la estimación de una corriente de suministro que tenga la misma forma de onda y fase de la tensión de alimentación y además, transporte la potencia activa que demanda la carga, por lo que el compensador entrega la componente de la potencia no activa. Estas estrategias tienen la ventaja de trabajar en el marco de referencia estático abc , permitiendo de esta manera su posible utilización en aplicaciones monofásicas. Además, permiten compensar la distorsión armónica y el desequilibrio de las corrientes que demanda la carga y mejorar el factor de potencia, bajo condiciones ideales de tensión de alimentación. Sin embargo, su principal desventaja radica en el hecho de que la corriente de suministro depende de la forma de onda de la tensión, por lo tanto, bajo tensiones de alimentación no ideales, la compensación no mejora la calidad de la forma de onda de la corriente, a pesar de que el objetivo de la estrategia de control se consigue [18, 47, 48].

Una de las teorías más referenciadas y utilizadas para el cálculo de las señales de referencia, es la teoría de la potencia reactiva instantánea pq , la cual ha sido el punto de partida del desarrollo de muchas estrategias de control [25, 45, 46, 49–52]. Fue propuesta en 1983 por Akagi, Kanazawa y Nabae [53], y desde allí, ha estado sujeta a diferentes interpretaciones y modificaciones [50]. Esta teoría utiliza la transformación de coordenadas propuesta por Clarke, para pasar del dominio abc al marco de referencia $\alpha\beta$ y viceversa.

La teoría original fue inicialmente aplicada para sistemas trifásicos de tres hilos con secuencia homopolar nula, por lo que sus fundamentos se desarrollan en el marco de referencia ortogonal $\alpha\beta$, siendo ésta una de sus mayores ventajas, ya que reduce el número de variables utilizadas en los cálculos. En general, la teoría pq descompone la potencia instantánea en dos componentes p y q (potencia instantánea real e imaginaria, respectivamente). En principio, las estrategias de control basadas en esta teoría tienen como objetivo compensar la componente de potencia instantánea imaginaria q . Sin embargo, se encuentran diversas estrategias, las cuales modifican las componentes de la potencia a compensar, para obtener diferentes objetivos [25, 45, 46, 50–52].

Para extender la teoría pq a sistemas trifásicos tetrafilares, Akagi considera las componentes de secuencia homopolar en [53, 54]. Además, en los últimos años se han desarrollado otras teorías basadas en la teoría pq , entre las cuales se destacan la teoría pq modificada y la teoría pqr [18, 46, 50, 55].

En general, la compensación basada en la teoría pq , presenta resultados satisfactorios bajo condiciones ideales de tensión de alimentación, ya que permite compensar distorsión armónica, desequilibrio de las corrientes que demanda la carga y mejorar el factor de potencia. Sin embargo, bajo condiciones no ideales de tensión, aunque el objetivo de la estrategia se consigue, este método puede generar distorsiones y desequilibrios en las corriente de suministro de la red eléctrica [18, 45, 49–52].

Para mejorar las desventajas de las estrategias de control basadas en la teorías de la potencia instantánea, se han propuesto esquemas más generales fundamentados en estas mismas teorías, los cuales buscan obtener opciones de compensación satisfactorias, bajo condiciones no ideales de la señal de tensión de alimentación, con el fin de mejorar el rendimiento y la versatilidad del dispositivo [18, 50, 52, 56, 57].

Compensación basada en la teoría del marco de referencia síncrono $dq0$ (SRF, *Synchronous Reference Frame*): Esta teoría esta basada en la transformación de Park, mediante la cual, las corrientes son transformadas del marco de referencia estático abc , al marco de referencia síncrono $dq0$. El marco de referencia es sincronizado a la frecuencia fundamental de la tensión de suministro, de tal forma que la componente de la corriente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental, se ve en el dominio $dq0$ como una cantidad de continua; mientras que las otras componentes se convierten en cantidades variables en el tiempo. En principio, la compensación basada en esta teoría, asume que la corriente de suministro debe ser igual a la corriente fundamental de secuencia positiva de la carga, la cual, al ser una componente de continua en el marco $dq0$, es fácil de filtrar, siendo ésta una de sus mayores ventajas [25, 45, 46, 50, 51]. Sin embargo, una de sus desventajas es la necesidad de utilizar una herramienta para estimar el ángulo de sincronismo, para lo cual, se usa generalmente un PLL, cuyo adecuado ajuste es crucial para el desempeño del compensador [18, 25, 47].

Las estrategias basadas en esta teoría, permiten compensar distorsión armónica y desequilibrios de las corrientes demandadas por la carga, bajo condiciones ideales de la tensión de suministro. Además, es posible mejorar el factor de potencia de la carga teniendo en cuenta algunas consideraciones [51]. Sin embargo, cuando la tensión de suministro no es ideal, estas estrategias conllevan a distorsiones y desequilibrios en las corriente de suministro [25, 46, 50, 51].

Compensación basada en la teoría de las componentes simétricas instantáneas: Esta teoría utiliza la matriz de transformación de componentes simétricas, para descomponer las corrientes y tensiones instantáneas trifásicas, en sus componentes de secuencia positiva (directa), negativa (inversa) y cero (homopolar), para cada una de las fases del sistema [2]. A partir de esta descomposición, es posible

obtener diferentes estrategias que permiten conseguir: compensación de armónicos y desequilibrios de las corrientes; y corrección del factor de potencia [2, 22, 23, 29, 30, 58].

Compensación basada en filtros sintonizados y adaptativos: Los filtros sintonizados permiten filtrar señales distorsionadas con el fin de obtener su componente a la frecuencia fundamental, permitiendo de esta manera compensar los armónicos de la señal. Sin embargo, estas estrategias requieren de una herramienta de sincronización para lo cual se suele usar un PLL, cuyo adecuado ajuste es crucial para el desempeño del filtro. Además, entre más selectivo sea el filtro, se obtienen mayores tiempos de respuesta para alcanzar el estado estable, resultando en respuestas lentas [18, 45].

Los filtros adaptativos permiten estimar de manera recursiva los parámetros de interés de una señal [18, 59]. Estos filtros pueden ser usados para extraer la componente fundamental de una señal distorsionada con el objetivo de compensación de armónicos [18, 25, 60]. Además se pueden emplear para extraer la envolvente de huecos o elevaciones de tensión, la señal que modula las fluctuaciones de tensión [32] y las componentes simétricas instantáneas de señales de tensión y/o corriente [18, 59].

Compensación basada en el control de la tensión del lado de continua: Las señales de referencia se obtienen a partir del control de la tensión del lado de continua, de tal forma que la tensión (en el VSC) o la corriente (en el CSC) del bus, se mantenga en un valor de referencia determinado. Para la generación de las señales se utiliza un controlador proporcional integral (PI) o un controlador en modo deslizante (*Sliding Mode Controller*) [24, 26, 41]. Estas estrategias de control pueden resultar en respuestas dinámicas lentas.

Otras estrategias para el cálculo de las señales de referencia: Aparte de todas las estrategias de control expuestas anteriormente, existen otras propuestas las cuales se basan en algoritmos de control tradicionales (p.e. control PI), o utilizan los principios de las teorías, filtros y estrategias de control expuestas anteriormente, para generar estrategias que ofrecen resultados satisfactorios para diferentes tipos de perturbaciones, bajo determinadas condiciones del sistema [24, 27, 33, 37]. Además, también se encuentran propuestas basadas en redes neuronales, las cuales requieren de un entrenamiento fuera de línea para un grupo de cargas y unas condiciones de operación determinadas, lo cual puede hacer que sean ineficientes para cambios dinámicos en el sistema [61].

2.3.2 Estrategias de control del bus de continua

A pesar de que el DSTATCOM se diseña de tal forma que la potencia instantánea entregada por éste, es de valor medio igual a cero, existen pérdidas relacionadas con la conmutación de los dispositivos semiconductores y con el filtro o el transformador de conexión del compensador a la red, entre otras. Estas

pérdidas pueden llevar a la descarga del elemento almacenador del bus de continua, resultando en una pérdida de la controlabilidad del compensador. Por lo tanto, resulta de vital importancia mantener el nivel de tensión o de corriente del bus de continua en un valor de referencia predeterminado. Para esto, es utilizado generalmente un controlador proporcional integral (PI). En este caso, la señal de error resultante de comparar la señal de referencia y la señal del bus de continua, se utiliza para obtener una componente de referencia, la cual generalmente es incluida en los comandos de referencia que debe generar el compensador [18, 22, 25, 27].

2.3.3 Estrategias de control del convertidor de potencia

La finalidad de estas estrategias de control es el cálculo de las señales de conmutación de los dispositivos semiconductores del convertidor de potencia, con el fin de que las señales generadas por éste, sigan con el menor error posible, las señales de referencia deseadas [45, 62].

Las estrategias empleadas para controlar el convertidor de potencia se pueden clasificar en general en dos tipos: técnicas de control de lazo abierto y técnicas de control de lazo cerrado. Entre las técnicas de control de lazo abierto se encuentran la modulación por ancho de pulso (PWM, *Pulse Width Modulation*) y la modulación vectorial (SVM, *Space Vector Modulation*) [2, 18, 63]. Sin embargo, los dispositivos Custom Power utilizan generalmente técnicas de control de lazo cerrado con el fin de obtener un correcto seguimiento de la señal de referencia, a pesar de la existencia de condiciones variables en el sistema y de cargas variables en el tiempo [2, 18].

El principio de operación de las estrategias de control de lazo cerrado se basa en la obtención de una señal de actuación, generada a partir de la señal de error correspondiente a la diferencia entre la señal de referencia y la señal real resultante de la compensación [18]. En general, los controladores de lazo cerrado se pueden clasificar según su modo de funcionamiento, en dos grupos: controladores lineales y no lineales [63]. A continuación, se presentan las principales tendencias.

Controladores no lineales

En general estos controladores obtienen directamente las señales de conmutación del inversor de potencia, a partir de la señal de error. Entre los controladores no lineales más referenciados se encuentran: el control de histéresis y la modulación delta (DM, *Delta Modulation*) [26, 36, 41, 45, 60, 62, 63].

Control de histéresis: Se basa en la obtención de las señales de conmutación del inversor, a partir de la comparación de la señal de error con una banda de histéresis fija, con el fin de mantener el error entre los límites inferior y superior de esta banda [18, 45, 62]. Ésta es una de las técnicas más utilizadas

debido a su sencillez, facilidad de implementación y robustez. Además, una banda de histéresis pequeña permite obtener pequeños errores de seguimiento, sin embargo, puede conllevar a muy altas frecuencias de conmutación que ningún convertidor puede seguir. Otra de sus desventajas, es el hecho de que la frecuencia de modulación es variable, lo que hace difícil el diseño del filtro de conexión del compensador a la red. Además, el rendimiento del controlador se ve afectado por la interacción de las corrientes de fase, en sistemas trifásicos con neutro aislado [36,45,62,63]. Sin embargo, existen propuestas que han permitido superar estas limitaciones, entre las cuales se encuentran técnicas para desacoplar las corrientes de fase y estrategias que buscan frecuencias de conmutación fijas variando el ancho de la banda de histéresis [62,63].

Modulación Delta (DM, *Delta Modulation*): Esta técnica es una variación del control por histéresis tradicional. Se basa en la utilización de una frecuencia de muestreo fija, de tal forma que la señal de error es detectada en los instantes de muestreo y comparada con una banda de histéresis generalmente de valor nulo. El control es realizado cada periodo de muestreo, de tal manera que las señales de control son constantes durante cada periodo [18,60,63]. Esta técnica es sencilla y robusta, sin embargo, presenta mayores errores de seguimiento comparado con el control de histéresis [36].

Controladores lineales

En contraste con los controladores no lineales, los esquemas de control lineal tienen separada la parte encargada de la compensación de la señal de error (cálculo de la tensión de salida del convertidor), de la modulación de la tensión (determinación de las señales de conmutación del inversor). La tensión de salida que debe generar el convertidor se calcula a partir de la señal de error. Una vez calculadas las tensiones de control, éstas son sintetizadas generalmente por medio de una técnica de control de lazo abierto basada en la modulación por ancho de pulso o en la modulación vectorial [2,18,63]. Dentro de los controladores lineales más referenciados se encuentran: el regulador Proporcional Integral (PI) en ejes estáticos o en ejes síncronos y el control predictivo de tiempo de establecimiento finito (*deadbeat*).

Controlador Proporcional Integral (PI) en ejes estáticos: Su finalidad es calcular los comandos de tensión del convertidor de potencia por medio de una acción de control proporcional a la señal de error y otra acción proporcional a la integral del error. Este control es sencillo y puede ser implementado analógicamente. Sin embargo, una de sus desventajas es su limitado ancho de banda, el cual está restringido a una frecuencia por debajo de la frecuencia de modulación, lo cual implica errores en el seguimiento de armónicos de alto orden. Además, presenta un inherente error de fase y amplitud [36,60,62,63].

Controlador Proporcional Integral (PI) en ejes síncronos: En este caso el control proporcional integral, es implementado en el marco de referencia síncrono dq . Gracias a esta transformación, las componentes fundamentales de las señales de tensión y de corriente, se convierten en componentes de

continua, por lo que el controlador PI reduce el error de la componente fundamental a cero. Lo anterior, hace que este controlador sea más efectivo que el controlador PI en ejes estáticos [33,62,63]. Sin embargo, este control también presenta la desventaja de un ancho de banda limitado.

Control de tiempo de establecimiento finito (*deadbeat*): El control predictivo basado en *deadbeat*, busca calcular los comandos de tensión del convertidor de tal forma que la señal de referencia sea alcanzada al final del periodo de muestreo. En general, el principal objetivo de este controlador es conseguir un error nulo en régimen permanente, en un mínimo número de periodos de muestreo [18,60,62–64]. Para alcanzar este propósito, el controlador necesita conocer información adicional sobre el sistema a controlar. Esta estrategia presenta un mejor comportamiento que las técnicas basadas en PI, histéresis y modulación delta; ya que permite obtener respuestas más precisas [18,36].

Otros controladores: En la literatura se encuentran otras estrategias de control generalmente utilizadas para sistemas de segundo o más alto orden. Entre estas estrategias están: el control en modo deslizante (*Sliding Mode Controller*), el regulador cuadrático lineal (LQR, *Linear Quadratic Regulator*) [22, 29] y el control por desplazamiento de polos (*Pole Shift Controller*) [2,12]. Además se encuentran propuestas basadas en redes neuronales [36,63,65,66].

Control de compensadores activos de potencia

En este capítulo se estudia el funcionamiento de las estrategias utilizadas para la obtención de las señales de referencia, control del convertidor de potencia y de la tensión del condensador del lado de continua del DSTATCOM. Para la obtención de las señales de referencia se utilizan algoritmos basados en las teorías de la potencia instantánea, específicamente la teoría de Fryze y la teoría de la potencia reactiva instantánea p_q . Con respecto al control del convertidor se utilizan: la modulación delta y el control de tiempo de establecimiento finito (deadbeat). Para el caso del control de la tensión del condensador del lado de continua se utiliza el controlador PI. Las estrategias de control se analizan para los casos de corrección del factor de potencia, mitigación de armónicos y desequilibrios en las corrientes demandadas por la carga, por medio de simulaciones en ATP (Alternative Transient Program)

3.1 Generalidades

Tal como se comentó en el Capítulo 2, el DSTATCOM utiliza tres lazos de control los cuales se observan en la Figura 3.1. El primer lazo de control calcula la corriente de referencia que debe inyectar el DSTATCOM para realizar la compensación, el segundo lazo debe controlar la tensión del condensador del lado de continua con el fin de que ésta permanezca en un valor que garantice la controlabilidad del dispositivo, y el tercer lazo de control tiene como función generar las señales de conmutación de los dispositivos semi-conductores del convertidor, tal que la señal generada por el compensador siga la señal de referencia [2,18].

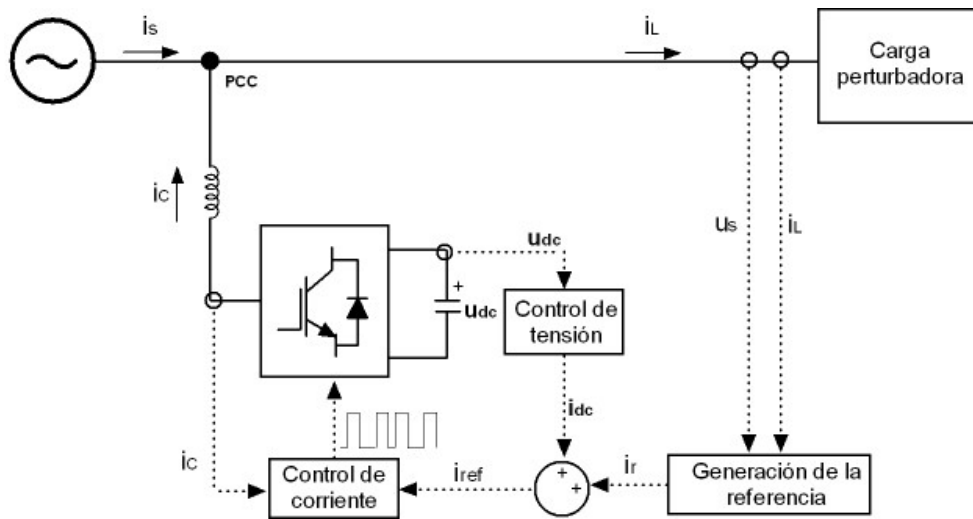


Figura 3.1: Controles en un DSTATCOM

De acuerdo con la Figura 3.1, la señal de referencia i_r , calculada a partir de la tensión de la red u_s y/o de corriente de la carga i_L , junto con la señal de control de la tensión del condensador del lado de continua i_{dc} , conforman la señal de compensación de referencia i_{ref} ; esta señal es utilizada por el control del convertidor para generar la secuencia de conmutación en el inversor de potencia que produce la corriente de compensación inyectada a la red i_C [12].

3.2 Estimación de la corriente de referencia

La corriente de referencia es aquella que debe generar el DSTATCOM para corregir las perturbaciones de interés. En este caso, se analiza el DSTATCOM operando en el modo de control de corriente, es decir, para opciones de compensación de carga, en el cual el compensador debe comportarse como una fuente controlada de corriente que genera un flujo de energía no activa hacia la red, el cual permita mitigar las

perturbaciones generadas en el lado de la carga [2, 18, 45].

Por lo tanto, el compensador debe inyectar un conjunto de corrientes de compensación, las cuales sumadas en el PCC con la corriente de la carga, buscan que la corriente ideal resultante por la red sea una onda sinusoidal pura a la frecuencia fundamental y estrictamente de secuencia positiva con el fin de compensar distorsión armónica y desequilibrios en las corrientes de la red. Además, el compensador debe forzar la corriente por la red a estar en fase con la tensión en el PCC para corregir el factor de potencia, de esta manera, la corriente de referencia debe contener todas las componentes que hacen que la corriente de la carga se desvíe de la ideal y se puede calcular como [18]:

$$i_r(t) = i_L(t) - i_{ideal}(t) \quad (3.1)$$

Donde $i_r(t)$, $i_L(t)$ e $i_{ideal}(t)$ representan las corrientes de referencia, las corrientes de la carga y las corrientes ideales, respectivamente.

Uno de los aspectos que se debe tener en cuenta al momento de calcular la corriente de referencia, es el hecho de que el compensador debe tener un intercambio neto de potencia activa nulo con el sistema, ya que la energía es almacenada en un condensador [18]. De lo contrario, se necesitaría una fuente de alimentación externa de continua, por ejemplo, una batería o un sistema fotovoltaico, entre otras.

Entre los algoritmos más utilizados para el cálculo de las corrientes de referencia están aquellos que son basados en las teorías de la potencia instantánea. Como se mencionó en el capítulo 2, estas teorías se basan en la descomposición de la potencia instantánea con el fin de considerar el efecto que tienen los diferentes tipos de perturbaciones de las señales eléctricas sobre éstas [18, 47].

En general, las teorías de potencia proporcionan información acerca de como se puede mejorar el intercambio de energía entre la red de suministro y la carga, por medio de compensación [47]. En la Figura 3.2, se observa el principio de operación general de un algoritmo basado en las teorías de la potencia instantánea. En este caso, se descompone la potencia instantánea demandada por la carga $p(t)$, en una componente de potencia útil asociada a la potencia activa instantánea $p_p(t)$ y una potencia no útil de promedio nulo asociada a la potencia no activa instantánea $p_q(t)$. El cálculo de las señales de referencia se realiza de tal forma que el compensador entregue la potencia no útil, con el fin de eliminar las perturbaciones cuyo efecto en la potencia útil es nulo [18].

A partir de este concepto, se han propuesto diferentes teorías entre las cuales se encuentran: la teoría de Fryze y Buchholz [18, 47, 48] y la teoría de la potencia reactiva instantánea p_q [25, 49–51].

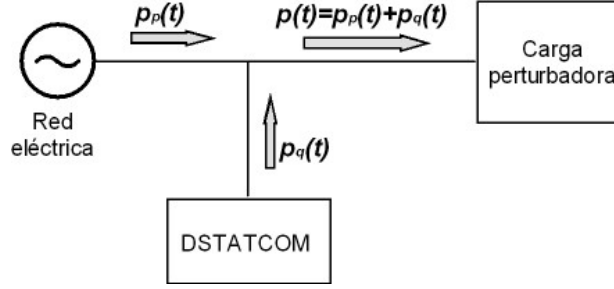


Figura 3.2: Descomposición de la potencia instantánea demandada por la carga

3.2.1 Teoría de Fryze

La teoría de Fryze fue formulada para sistemas monofásicos. Se basa en el cálculo de la componente de corriente que demanda la carga que corresponde al consumo de potencia activa [18, 47, 48, 67], siguiendo la ecuación:

$$i_p(t) = \frac{\bar{p}(t)}{U^2} u(t) = \frac{P}{U^2} u(t) \quad (3.2)$$

Donde u , U y P corresponden a la tensión instantánea medida en el punto de conexión de la carga, a su valor eficaz y a la potencia activa o potencia promedio demandada por la carga, respectivamente.

El compensador debe inyectar la corriente no activa $i_q(t)$ o corriente asociada a la potencia instantánea de promedio no nulo, lo que corresponde a lo que no se desea en la red eléctrica. Por lo tanto, la corriente de compensación $i_C(t)$, se obtiene al eliminar la corriente activa $i_p(t)$, de la corriente total demandada por la carga $i_L(t)$ [18], según:

$$i_C(t) = i_q(t) = i_L(t) - i_p(t) \quad (3.3)$$

3.2.2 Teoría de Buchholz

Es una extensión de la teoría de Fryze para sistemas trifásicos, en donde se definen los valores colectivos para las señales instantáneas de tensión y corriente (Ecuación 3.4), lo mismo que para sus valores eficaces (Ecuaciones 3.5 y 3.6). En estas expresiones, N representa el número de fases del sistema, θ es un nodo de referencia, T es el periodo de las señales de tensión y corriente y U_k e I_k , son los valores eficaces correspondientes a la k -ésima fase [18, 67–69].

$$i_\Sigma(t) = \|\mathbf{i}(t)\| = \sqrt{\sum_{k=1}^N i_k^2(t)} \quad ; \quad u_{\Sigma 0}(t) = \|\mathbf{u}_0(t)\| = \sqrt{\sum_{k=1}^N u_{k0}^2(t)} \quad (3.4)$$

$$I_{\Sigma} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} i_{\Sigma}^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{k=1}^N I_k^2} \quad (3.5)$$

$$U_{\Sigma 0} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u_{\Sigma 0}^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{k=1}^N U_{k0}^2} \quad (3.6)$$

La potencia instantánea colectiva, dada en (3.7) y la potencia activa colectiva, ecuación (3.8), se definen como [18]:

$$p_{\Sigma}(t) = \sum_{k=1}^N u_{k0}(t) i_k(t) = \mathbf{u}_0^T(t) \mathbf{i}(t) \quad (3.7)$$

$$P_{\Sigma} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} p_{\Sigma}(t) dt \quad (3.8)$$

A partir de los valores colectivos de la potencia activa y el valor eficaz de la tensión, se calcula la componente de corriente que es responsable del transporte de potencia activa entre la red y la carga, la cual está en fase con la señal de tensión y es de valor eficaz mínimo [68]. Esta corriente esta dada para la fase k -ésima por:

$$i_{p,k}(t) = \frac{P_{\Sigma}}{U_{\Sigma 0}^2} u_{k0}(t) \quad (3.9)$$

La corriente de compensación queda definida según (3.10), en donde $i_{L,k}$, $i_{p,k}$ e $i_{C,k}$, son la corriente demandada por la carga, la componente de corriente que transporta la potencia activa de la carga (corriente activa) y la corriente de compensación, respectivamente para la k -ésima fase [18].

$$i_{C,k}(t) = i_{L,k}(t) - i_{p,k}(t) = i_{L,k}(t) - \frac{P_{\Sigma}}{U_{\Sigma 0}^2} u_{k0}(t) \quad (3.10)$$

De esta manera, la compensación se realiza con las componentes de corriente que no contribuyen a la potencia colectiva promedio, mientras que por la red circulará la corriente de menor valor eficaz colectivo que lleva la misma potencia activa demandada por la carga [18, 68].

3.2.3 Teoría de la potencia reactiva instantánea pq

La teoría de la potencia reactiva instantánea o teoría pq trabaja directamente en el dominio del tiempo y puede usarse en sistemas trifásicos con o sin neutro [49]. El concepto de esta teoría parte del enfoque vectorial de un sistema trifásico y está basada en la transformación de Clarke propuesta en 1943, para llevar las señales del dominio abc al dominio $\alpha\beta 0$ y viceversa [18, 70].

En general, la teoría pq primero tranforma las señales de tensión y de corriente del marco abc al marco $\alpha\beta 0$, y luego define la potencia instantánea en este nuevo sistema de coordenadas. De esta manera, esta

teoría siempre considera un sistema trifásico como una unidad, no como una superposición de tres circuitos monofásicos [49].

La transformación de Clark o transformación $\alpha\beta 0$, consiste en una matriz real por medio de la cual es posible transformar las señales de tensión y corriente trifásicas a un marco de referencia estacionario $\alpha\beta 0$. Las ecuaciones (3.11) y (3.12), definen la matriz de transformación de Clarke y su inversa, respectivamente [18, 49].

$$\mathbf{A}_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

$$\mathbf{A}_{\alpha\beta 0}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

Para transformar las tensiones instantáneas trifásicas en el marco de referencia abc , $u_a(t)$, $u_b(t)$ y $u_c(t)$, en tensiones instantáneas en el marco de referencia $\alpha\beta 0$, $u_\alpha(t)$, $u_\beta(t)$ y $u_0(t)$, se utiliza la siguiente relación [49]:

$$\begin{pmatrix} u_\alpha(t) \\ u_\beta(t) \\ u_0(t) \end{pmatrix} = \mathbf{A}_{\alpha\beta 0} \begin{pmatrix} u_a(t) \\ u_b(t) \\ u_c(t) \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

Similarmente, las tensiones trifásicas pueden ser transformadas al marco abc como sigue:

$$\begin{pmatrix} u_a(t) \\ u_b(t) \\ u_c(t) \end{pmatrix} = \mathbf{A}_{\alpha\beta 0}^{-1} \begin{pmatrix} u_\alpha(t) \\ u_\beta(t) \\ u_0(t) \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

De la misma manera, las corrientes de línea instantáneas trifásicas $i_a(t)$, $i_b(t)$ y $i_c(t)$ pueden ser transformadas al marco $\alpha\beta 0$ por:

$$\begin{pmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_0(t) \end{pmatrix} = \mathbf{A}_{\alpha\beta 0} \begin{pmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

Y su transformación inversa:

$$\begin{pmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{pmatrix} = \mathbf{A}_{\alpha\beta 0}^{-1} \begin{pmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_0(t) \end{pmatrix} \quad (3.16)$$

La matriz $\mathbf{A}_{\alpha\beta 0}$ es una matriz ortonormal e invertible, y tiene un determinante de valor unitario, lo que implica que las normas de los vectores en ambos sistemas de coordenadas son iguales. Para el caso de las tensiones corresponde a la expresión (3.17). Esta misma expresión puede usarse con las corrientes del sistema trifásico [18].

$$\sqrt{u_a^2 + u_b^2 + u_c^2} = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2 + u_0^2} \quad (3.17)$$

De esta manera se puede deducir que la potencia instantánea será igual en ambos dominios [18].

$$p_{3\phi} = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c = u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta + u_0 i_0 \quad (3.18)$$

A partir de la relación anterior, es posible entonces explicar la teoría de la potencia instantánea pq . Esta teoría fue formulada por Akagi, Kanazawa y Nabae en el año de 1983 [53] y puede aplicarse para el control de compensadores como el DSTATCOM [25, 45, 46, 49–52]. Su desarrollo inicial fue hecho para sistemas trifásicos con secuencia homopolar nula y en el marco de referencia ortogonal $\alpha\beta$ [49, 53].

En principio, se definen la potencia activa instantánea p y la potencia reactiva instantánea q , según la siguiente ecuación [18, 49, 53]:

$$\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (3.19)$$

Invirtiendo la matriz de la ecuación (3.19) se obtienen las corrientes en el marco de referencia $\alpha\beta$ en función de las potencia p y q [18]:

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \frac{1}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{pmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

Partiendo de la ecuación (3.20) y sumando el producto de i_α por u_α e i_β por u_β , se obtiene la potencia trifásica instantánea como se muestra en la ecuación (3.21). En esta expresión, no se incluye el aporte a la potencia trifásica p debido a componentes homopolares de tensión y/o corriente, y q representa una componente de potencia no activa. Se puede observar que la potencia activa instantánea y la potencia reactiva instantánea están desacopladas, esto significa que p no se afecta si hay una modificación en q , así como tampoco se presenta modificación en la potencia instantánea total [18, 49].

$$p = p_\alpha + p_\beta = \underbrace{\frac{u_\alpha^2}{u_\alpha^2 + u_\beta^2}p + \frac{u_\beta^2}{u_\alpha^2 + u_\beta^2}p}_p + \underbrace{\frac{-u_\alpha u_\beta}{u_\alpha^2 + u_\beta^2}q + \frac{u_\alpha u_\beta}{u_\alpha^2 + u_\beta^2}q}_0 \quad (3.21)$$

Por lo tanto, las corrientes que debería inyectará el compensador estático para compensar la potencia instantánea imaginaria q corresponden a [18, 49]:

$$\begin{pmatrix} i_{C\alpha} \\ i_{C\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{pmatrix} = \frac{1}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{pmatrix} u_\alpha & -u_\beta \\ u_\beta & u_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ q \end{pmatrix} \quad (3.22)$$

Lo que es equivalente a:

$$\begin{pmatrix} i_{C\alpha} \\ i_{C\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} - \frac{p}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} \quad (3.23)$$

Las corrientes de compensación que se obtienen mediante este algoritmo, no incluyen el efecto que pueden causar las componentes homopolares de tensión y corriente.

Teoría pq con componente homopolar

En los sistemas de distribución de baja tensión es muy común la presencia de un cuarto conductor llamado conductor neutro. Estos sistemas de cuatro hilos trifásicos pueden incluir componente de secuencia cero tanto en tensión como en corriente. Para representar correctamente el sistema, Akagi modificó la formulación realizada para sistemas trifásicos de tres hilos para introducir una tercera potencia llamada potencia de secuencia cero instantánea, dada en (3.24). La expresión (3.19) se expande al adicionar la potencia p_0 , para obtener la expresión (3.25) [18, 53, 54, 67].

$$p_0 = u_0 i_0 \quad (3.24)$$

$$\begin{pmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_0 & 0 & 0 \\ 0 & u_\alpha & u_\beta \\ 0 & -u_\beta & u_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (3.25)$$

La relación inversa está dada por:

$$\begin{pmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \frac{1}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{pmatrix} \frac{u_\alpha^2 + u_\beta^2}{u_0} & 0 & 0 \\ 0 & u_\alpha & -u_\beta \\ 0 & u_\beta & u_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{pmatrix} \quad (3.26)$$

La potencia trifásica activa instantánea es igual a la suma de la potencia p y p_0 como se observa en la siguiente ecuación [18, 53, 54]:

$$p_{3\phi} = p + p_0 \quad (3.27)$$

La corriente que debería inyectar el compensador estático para compensar q y la componente de corriente homopolar por la red, se muestran en (3.28) [18].

$$\begin{pmatrix} i_{C0} \\ i_{C\alpha} \\ i_{C\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} - \frac{p_{3\phi}}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{pmatrix} 0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} \quad (3.28)$$

En este caso, la componente homopolar de la corriente de la carga es entregada por completo por el compensador.

Teoría pq modificada

La teoría p - q modificada fue introducida en los años 1994 y 1995. Ésta es una expansión del concepto de la potencia reactiva instantánea q formulada en la teoría pq original para ser aplicada a sistemas trifásicos de cuatro hilos [18, 46, 50, 55]. La diferencia radica en que la teoría pq modificada considera las componentes de secuencia cero para u e i al momento de calcular la potencia reactiva instantánea q . En esta modificación de la teoría pq , se define q en términos de tres componentes de potencia no activa q_0 , q_α y q_β , que se obtienen del producto vectorial entre u e i . A partir de esta teoría, las potencias del sistema trifásico corresponden a las calculadas según la ecuación (3.29) [18, 67].

$$\begin{pmatrix} p_{3\phi} \\ q_0 \\ q_\alpha \\ q_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_0 & u_\alpha & u_\beta \\ 0 & -u_\beta & u_\alpha \\ u_\beta & 0 & -u_0 \\ -u_\alpha & u_0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (3.29)$$

Y la transformación inversa es:

$$\begin{pmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \frac{1}{u_0^2 + u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{pmatrix} u_0 & 0 & u_\beta & u_\alpha \\ u_\alpha & -u_\beta & 0 & u_0 \\ u_\beta & u_\alpha & -u_0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} p_{3\phi} \\ q_0 \\ q_\alpha \\ q_\beta \end{pmatrix} \quad (3.30)$$

Las corrientes que debería inyectar el compensador estático para compensar q se muestran en (3.31) [18].

$$\begin{pmatrix} i_{C0} \\ i_{C\alpha} \\ i_{C\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} - \frac{P_{3\phi}}{u_0^2 + u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{pmatrix} u_0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} \quad (3.31)$$

Se puede comprobar que la teoría pq modificada sólo se diferencia de la tradicional cuando el valor $u_0 \neq 0$. Además esta teoría puede ser ajustada para compensar el factor de potencia, según la ecuación (3.32) [18].

$$\mathbf{i}_{C_{0\alpha\beta}}(t) = \mathbf{i}_{0\alpha\beta}(t) - \frac{P_{L3\phi}}{U_0^2 + U_\alpha^2 + U_\beta^2} \begin{pmatrix} u_0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} \quad (3.32)$$

Donde $P_{L3\phi}$ es la potencia activa trifásica y U_0, U_α, U_β representan los valores eficaces de las componentes u_0, u_α, u_β , respectivamente.

3.2.4 Ejemplo ilustrativo

A continuación se presenta un ejemplo con el fin de comparar los algoritmos utilizados para el cálculo de las corrientes de referencia basados en la teoría de Fryze y la teoría pq tradicional con componente homopolar. En los dos casos, los algoritmos fueron ajustados para compensar la componente de la corriente correspondiente a la potencia no activa demandada por la carga, es decir, estos algoritmos son ajustados para compensar también el factor de potencia. El funcionamiento de los algoritmos es evaluado mediante simulaciones en ATP.

La representación del circuito se presenta en la Figura 3.3. Se considera una tensión ideal de suministro trifásica balanceada dada por la ecuación (3.33). El compensador se ha modelado como una fuente trifásica controlada de corriente.

$$\begin{aligned} u_{sa}(t) &= 120\sqrt{2} \sin(\omega_1 t) \text{ V} \\ u_{sb}(t) &= 120\sqrt{2} \sin(\omega_1 t - 120^\circ) \text{ V} \\ u_{sc}(t) &= 120\sqrt{2} \sin(\omega_1 t + 120^\circ) \text{ V} \end{aligned} \quad (3.33)$$

donde, $\omega_1 = 2\pi f$ y $f = 60$ Hz.

El algoritmo es evaluado para una carga trifásica inductiva conectada en paralelo con una carga trifásica no lineal y una carga monofásica resistiva en la fase a . Con respecto a los parámetros de la carga inductiva, éstos corresponden a $R_{La} = R_{Lb} = R_{Lc} = 100 \text{ } \Omega$ y $L_a = L_b = L_c = 150 \text{ mH}$. Por su lado, la carga no

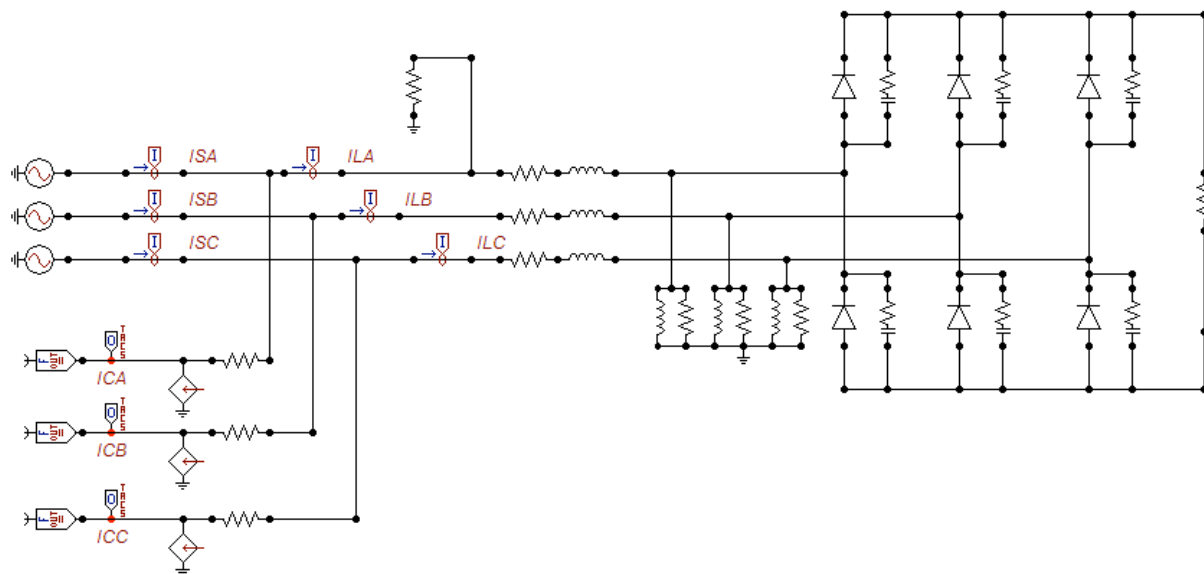


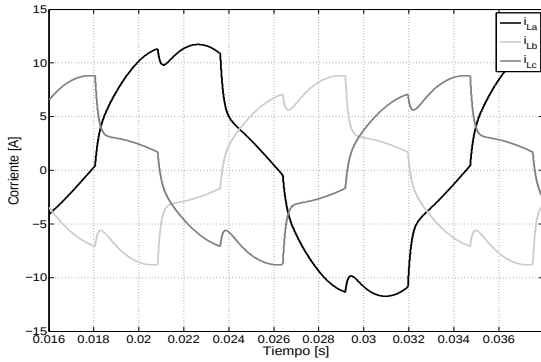
Figura 3.3: Ejemplo de un circuito tetrafilar

lineal corresponde a un puente rectificador de diodos trifásico con una carga resistiva de 40Ω . La carga monofásica es resistiva de 40Ω .

Para estas condiciones de tensión de suministro, las señales de corriente trifásicas demandadas por la carga y que fluyen por la red de suministro antes de la compensación se presentan en el Figura 3.4(a). Según se observa, la carga demanda unas corrientes distorsionadas y desequilibradas debidas a la parte no lineal y a la carga monofásica en la fase a , respectivamente.

En la Figura 3.4(b), se presentan la tensión de suministro de la fase a y la corriente por la red en la fase a escalada por un factor de 10, antes de iniciada la compensación. Según se observa, el factor de potencia es distinto a la unidad debido a la carga inductiva.

Los resultados obtenidos al compensar la componente de la corriente correspondiente a la potencia no activa demandada por la carga utilizando el algoritmo basado en la teoría de Fryze, se presentan en la Figura 3.5. Nótese en la Figura 3.5(a) que las corrientes que circulan por la red son sinusoidales puras a la frecuencia fundamental y de secuencia positiva, es decir, se ha compensado el desbalance y la distorsión armónica de las corrientes por la red. Además, según la Figura 3.5(b), la corriente que circula por la fase a está en fase con la tensión de suministro de la fase a y disminuye su amplitud. Por lo tanto, el factor



(a) Corrientes trifásicas demandadas por la carga

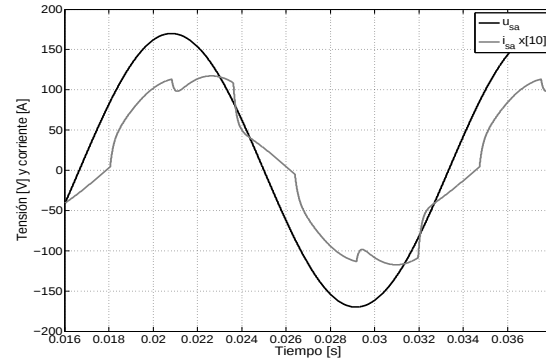
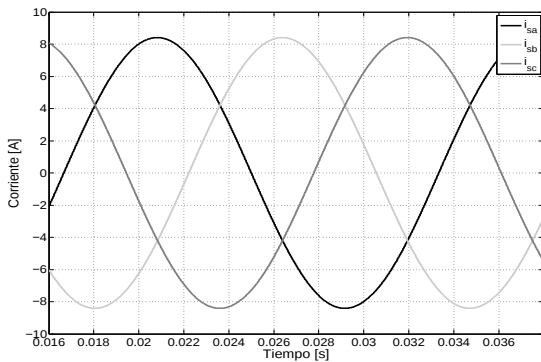
(b) Tensión de suministro y corriente en la fase a antes de la compensación

Figura 3.4: Tensiones y corrientes en el sistema antes de iniciada la compensación

de potencia es unitario y el valor RMS de las corrientes de la red es mínimo.



(a) Corrientes trifásicas por la red de suministro

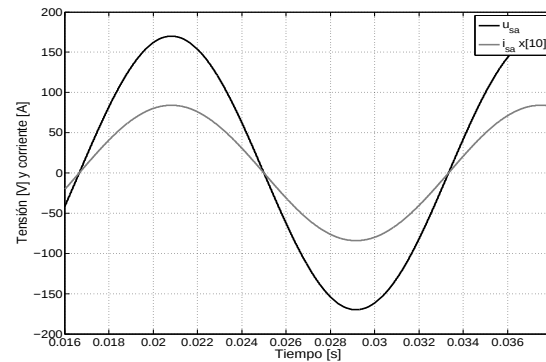
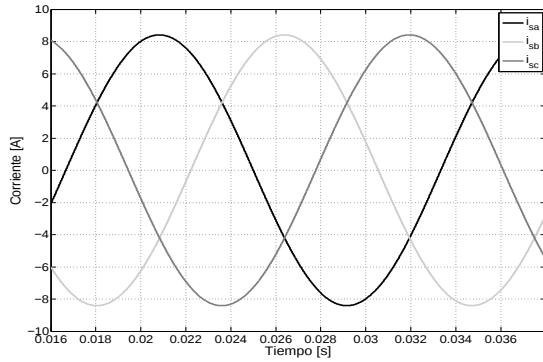
(b) Tensión de suministro y corriente en la fase a después de la compensación

Figura 3.5: Tensiones y corrientes en el sistema después de la compensación usando el algoritmo basado en la teoría de Fryze

En la Figura 3.6 se presentan los resultados obtenidos utilizando la teoría pq . Según la Figura 3.6(a), las corrientes que circulan por la red están balanceadas y sin distorsión armónica. Además, en la Figura 3.6(b) se observa que el factor de potencia es unitario y disminuye la amplitud de la corriente por la red de suministro. Las corrientes resultantes por la red corresponden a la corriente activa de la carga, es decir, la componente de corriente que demanda la potencia activa de la carga. Al igual que al utilizar la teoría de Fryze, el valor RMS de las corrientes de la red es mínimo.

Según se observó, los resultados obtenidos al utilizar el algoritmo basado en la teoría de Fryze, son los



(a) Corrientes trifásicas por la red de suministro

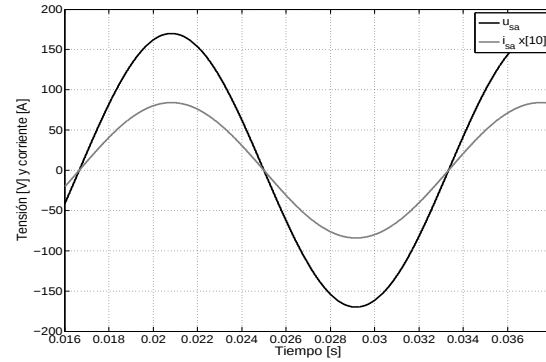
(b) Tensión de suministro y corriente en la fase *a* después de la compensación

Figura 3.6: Tensiones y corrientes en el sistema después de la compensación usando el algoritmo basado en la teoría *pq*

mismos que aquellos obtenidos al utilizar el algoritmo basado en la teoría *pq* tradicional con componente homopolar. Además, estos resultados también se obtienen si se utilizará la teoría *pq* modificada debido a que la componente homopolar de la tensión de suministro ($u_0(t)$) es nula. Se puede concluir que para el caso en el cual las tensiones de suministro son ideales (sinusoidales puras a la frecuencia fundamental y balanceadas), al utilizar cualquiera de estos tres algoritmos es posible compensar distorsión armónica y desbalances en las corrientes demandadas por la carga y corregir el factor de potencia.

Partiendo de lo anterior, en lo que resta de esta tesis se trabajará con el algoritmo basado en la teoría de Fryze, aprovechando el hecho que trabaja directamente en el dominio *abc* y requiere menos cálculos para su implementación.

3.3 Control de la tensión del lado de continua

El DSTATCOM requiere de un lazo de control para la tensión del lado de continua con el fin de compensar pérdidas inherentes a la operación del inversor, garantizar la controlabilidad del dispositivo y mantener el balance en la distribución de las tensiones del lado de continua, es decir, que la tensión en los condensadores del lado de continua tengan el mismo valor promedio (para el caso en que se utilice la topología de cuatro ramas con condensador repartido) [42, 71].

3.3.1 Algoritmo basado en el controlador PI

La deducción del algoritmo utilizado para controlar la tensión del lado de continua, parte de la topología correspondiente al inversor de tres ramas con condensador repartido, la cual se presenta en la Figura

3.7. Este algoritmo luego puede ser adecuado para otras de las topologías trifásicas de tres y cuatro hilos presentadas en el Capítulo 2.

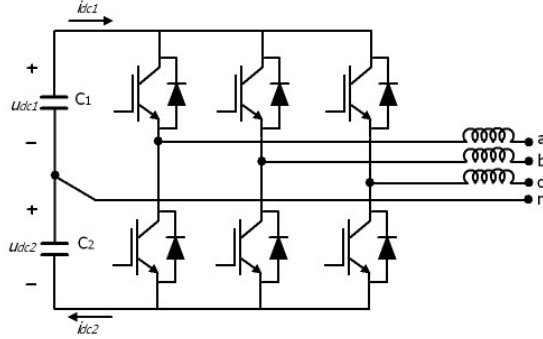


Figura 3.7: Topología correspondiente a un inversor de tres ramas con condensador repartido

El algoritmo de control utilizado para este propósito se basa en el cálculo de una corriente sinusoidal a la frecuencia fundamental que esté en fase con la tensión de suministro (tensión en el PCC). Esta corriente debe demandar del sistema la potencia activa requerida para mantener la tensión del bus de continua en un valor predeterminado [71].

Para calcular la amplitud de la corriente sinusoidal, es utilizado un controlador PI, el cual utiliza una acción proporcional y una acción integral al error. De esta manera, la corriente resultante del algoritmo, sigue la ecuación (3.34).

$$i_{refdc,k}(t) = \left(k_p e(t) + k_i \int_0^t e(\tau) d\tau \right) \frac{u_k(t)}{\sqrt{2} U_{rmsf}} \quad (3.34)$$

Donde $i_{refdc,k}$ es la corriente de la fase k (para $k=a, b$ y c), $u_k(t)$ es la tensión de suministro de la fase k y U_{rmsf} es el valor eficaz de la tensión de suministro. La señal $e(t)$ corresponde al error entre el valor de referencia de la tensión del bus de continua (U_{dcref}) y el valor actual de esta tensión en el instante t ($u_{dc}(t)$), según la ecuación 3.35 .

$$e(t) = U_{dcref} - u_{dc}(t) \quad (3.35)$$

Las constantes K_p y K_i corresponden a la ganancia proporcional e integral del controlador PI, respectivamente. Por un lado, la constante K_p se calcula buscando que la tensión de referencia sea alcanzada en un semiciclo de la tensión de suministro. Para esto, considere las ecuaciones (3.36) y (3.37) que relacionan la corriente y la tensión de cada uno de los condensadores del bus de continua, ver Figura 3.7 [71].

$$i_{dc1}(t) = -C_1 \frac{du_{dc1}(t)}{dt} \quad (3.36)$$

$$i_{dc2}(t) = -C_2 \frac{du_{dc2}(t)}{dt} \quad (3.37)$$

Si se considerara que las corrientes $i_{dc1}(t)$ e $i_{dc2}(t)$ son constantes en cada semiciclo de la tensión de suministro ($\Delta T/2$), la amplitud de estas corrientes en este intervalo, deberían cumplir con las ecuaciones (3.38) y (3.39) respectivamente, con el fin de que aproximadamente después de un semiciclo, la tensión del lado de continua alcance el valor de referencia.

$$I_{dc1}(t) = -\frac{C_1}{\Delta T/2} e(t_b) \quad \text{para } t_b < t < (t_b + /2) \quad (3.38)$$

$$I_{dc2}(t) = -\frac{C_2}{\Delta T/2} e(t_b) \quad \text{para } t_b < t < (t_b + /2) \quad (3.39)$$

Siendo t_b el inicio de cada semiciclo de la tensión de suministro.

De esta manera, una señal sinusoidal equivalente la cual transfiera a los condensadores la misma carga eléctrica en cada semiciclo, conlleva al valor de K_p dado en (3.40) [71].

$$K_p = -\frac{\pi C}{3\Delta T} \quad (3.40)$$

La anterior ecuación se encuentra considerando una señal trifásica y la misma capacitancia para los condensadores ($C_1 = C_2 = C$).

Por su lado, la constante K_i representa el número de veces que la acción proporcional es repetida. El ajuste de esta constante se realiza con la ayuda de simulaciones, teniendo en cuenta el sistema a controlar.

El algoritmo planteado en la ecuación (3.34) busca mantener la tensión del bus de continua en un valor predeterminado. Sin embargo, en el caso en que el DSTATCOM requiera entregar corrientes de secuencia homopolar, este algoritmo no tiene en cuenta de manera directa el posible desbalance en la distribución de las tensiones del lado de continua. Por lo tanto, se realiza una modificación al algoritmo de la ecuación (3.34), en la cual se controla de manera independiente las tensiones de cada uno de los condensadores. La ecuación (3.41) muestra el algoritmo resultante para el cálculo de la corriente de referencia [71].

$$i_{refdc,k}(t) = \begin{cases} \left(k_p e_1(t) + k_i \int_0^t e_1(\tau) d\tau \right) \frac{u_k(t)}{\sqrt{2}U_{rmsf}} & \text{para } u_k(t) > 0 \\ \left(k_p e_2(t) + k_i \int_0^t e_2(\tau) d\tau \right) \frac{u_k(t)}{\sqrt{2}U_{rmsf}} & \text{para } u_k(t) < 0 \end{cases} \quad (3.41)$$

Donde

$$e_1(t) = U_{dcref1} - u_{dc1}(t) \quad (3.42)$$

$$e_2(t) = U_{dcref2} - u_{dc2}(t) \quad (3.43)$$

U_{dcref1} y U_{dcref2} son las referencias de tensión en el lado de continua para los condensadores C_1 y C_2 , respectivamente. En el algoritmo, la tensión en el condensador C_1 es controlada en el semiciclo positivo de la tensión de suministro y la tensión en el condensador C_2 en el semiciclo negativo.

En la ecuación (3.44), se calcula el valor RMS de la tensión de suministro considerando que ésta es balanceada y sin distorsión. Si la tensión tiene componentes armónicas o desbalance, es necesario un filtrado previo o el uso de un algoritmo adicional para calcular el valor RMS.

$$\sqrt{2}U_{rmsf} = \sqrt{\frac{2}{3}(u_a^2(t) + u_b^2(t) + u_c^2(t))} \quad (3.44)$$

Para la topología trifásica correspondiente al inversores de tres ramas y las topologías de cuatro ramas correspondientes al inversor de puente completo con cuatro ramas y al inversor con tres puentes completos monofásicos y cuatro hilos se puede emplear el algoritmo presentado en la ecuación (3.34).

3.3.2 Estudio de casos

Con el fin de evaluar el desempeño del cálculo de la corriente de referencia que incluye la componente resultante del control de la tensión del lado de continua, a continuación se presentan simulaciones realizadas en ATP tanto para el algoritmo de la ecuación (3.34), como para el algoritmo modificado de la ecuación (3.41). Estas simulaciones se realizaron para tres tipos diferentes de cargas perturbadoras con el fin de evaluar el funcionamiento del algoritmo para los siguientes casos de compensación:

- Corrección del factor de potencia y mitigación de armónicos de corriente.
- Compensación de corrientes desbalanceadas considerando corrientes de secuencia homopolar.
- Compensación de corrientes desbalanceadas considerando corrientes con componente de continua.

Para los tres casos se utilizó el algoritmo basado en la teoría de Fryze para el cálculo de la corriente de referencia. Con el fin de no considerar el efecto del control de corriente, se utilizó el controlador de histéresis descrito en el capítulo 2, con una banda muy pequeña de 0,001 A, para generar los pulsos de conmutación del inversor. Además, se consideró la topología correspondiente al inversor de tres ramas con condensador repartido. El esquemático del circuito para una carga general se presenta en la Figura 3.8. Se considera una tensión ideal de suministro trifásica balanceada dada por la ecuación (3.33). Los dispositivos semiconductores del inversor son modelados como interruptores ideales.

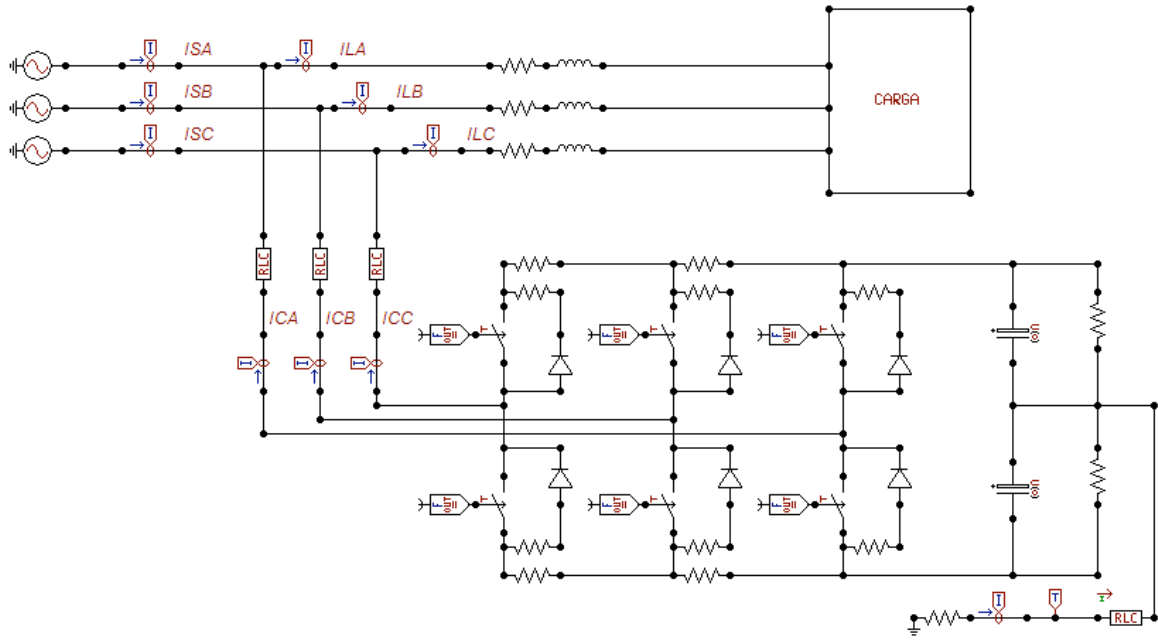


Figura 3.8: Esquemático del circuito para una carga general

Los parámetros del sistema y del DSTATCOM utilizados para la simulación se presentan en la tabla 3.1. De acuerdo a los valores de esta tabla, el valor de la constante proporcional según la ecuación (3.40) está dado por $K_p = -0,138$.

Tabla 3.1: Parámetros de simulación.

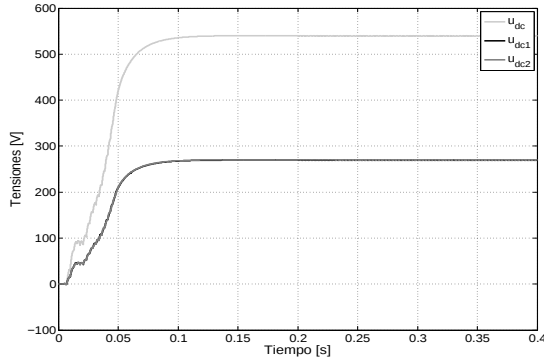
PARÁMETRO	VALOR
Tensión de línea del sistema U_l	208 V _{rms}
Frecuencia del sistema f_s	60 Hz
Inductancia del filtro L_f	20 mH
Resistencia del filtro R_f	1 Ω
Condensador C_1	2200 μ F
Condensador C_2	2200 μ F
Tensión de referencia U_{dcref1}	270 V
Tensión de referencia U_{dcref2}	270 V
Paso de simulación	1 μ s
Constante integral K_i	-0,003
Constante proporcional K_p	-0,138

La condición inicial para la tensión de cada uno de los condensadores del lado de continua es considerada nula en $t = 0$ s y la acción de compensación del DSTATCOM se inicia en $t = 0,2$ s.

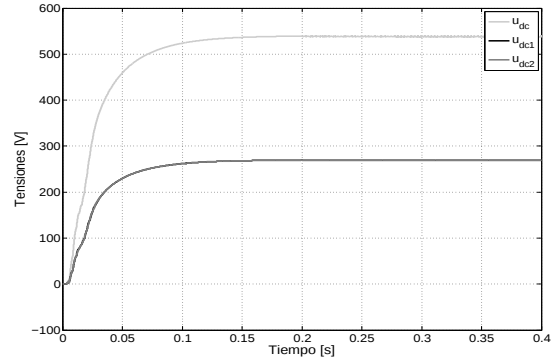
Caso 1: Corrección del factor de potencia y mitigación de armónicos de corriente

En este caso, el funcionamiento de los algoritmos es evaluado para una carga inductiva conectada en paralelo con una carga no lineal. Con respecto a la carga inductiva, ésta presenta un factor de potencia de 0,7 en atraso y demanda 1 kW. Por otro lado, la carga no lineal está compuesta de un puente rectificador de diodos trifásico con una carga resistiva de 1 kW. La carga total es conectada al sistema por medio de un inductor de 15 mH y una resistencia de 0,1 Ω .

Los resultados del control de la tensión del lado de continua utilizando el algoritmo basado en la ecuación (3.34) se presentan en la Figura 3.9(a). En esta figura se observa la totalidad de la tensión del lado de continua $u_{dc}(t)$, la tensión en el condensador C_1 ($u_{dc1}(t)$) y la tensión en el condensador C_2 ($u_{dc2}(t)$). El tiempo que tardan en alcanzar el 99% del valor de referencia es de 0,097 s para u_{dc} , 0,098 s para $u_{dc1}(t)$ y 0,095 s para $u_{dc2}(t)$, lo cual corresponde aproximadamente a 6 ciclos de la tensión de suministro.



(a) Tensiones en el lado de continua usando el algoritmo de la ecuación (3.34)



(b) Tensiones en el lado de continua usando el algoritmo de la ecuación (3.41)

Figura 3.9: Caso 1: Tensiones en el lado de continua

Por otro lado, en la Figura 3.9(b), se presentan las tensiones $u_{dc}(t)$, $u_{dc1}(t)$ y $u_{dc2}(t)$ obtenidas al utilizar el algoritmo de la ecuación (3.41). En este caso, el tiempo que tardan en alcanzar el 99% del valor de referencia es de 0,137 s para las tres tensiones, lo cual corresponde aproximadamente a 8 ciclos de la tensión de suministro.

En cuanto a las corrientes suministradas por la red para este tipo de carga, éstas se presentan en la Figura 3.10(a). Estos resultados son los mismos para los dos algoritmos de control de la tensión del lado de continua. En este caso, antes de la compensación, las corrientes por la red estaban distorsionadas y

desfasadas con respecto a la tensión en el PCC (ver Figura 3.10(b)). Después de $t = 0,2$ s, el DSTATCOM mitiga la distorsión en la corriente y corrige el factor de potencia. Según la Figura 3.10(b), la corriente por la red es puramente sinusoidal y está en fase con la tensión en el PCC después de $t = 0,2$ s. Además, el valor RMS de la corriente de la red es el mínimo. Estos resultados muestran el buen desempeño de los controladores.

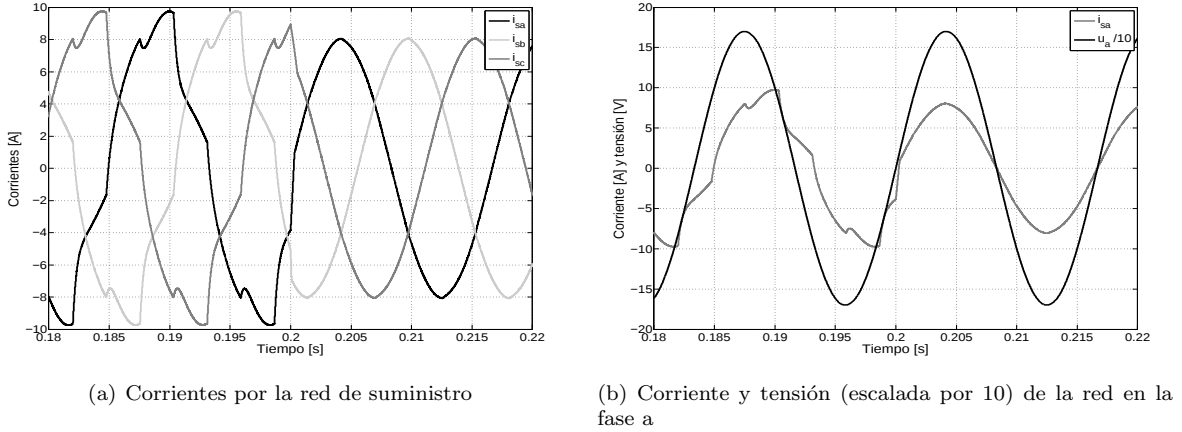


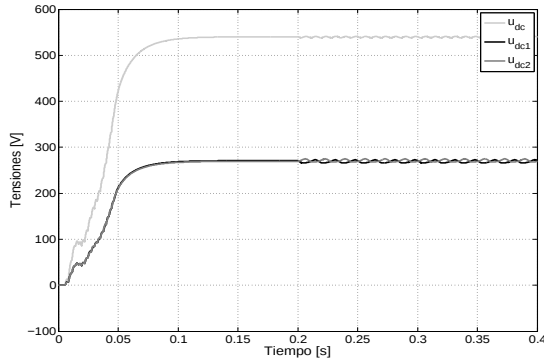
Figura 3.10: Caso 1: Tensiones y corrientes del sistema

Caso 2: Compensación de corrientes desbalanceadas considerando corrientes de secuencia homopolar

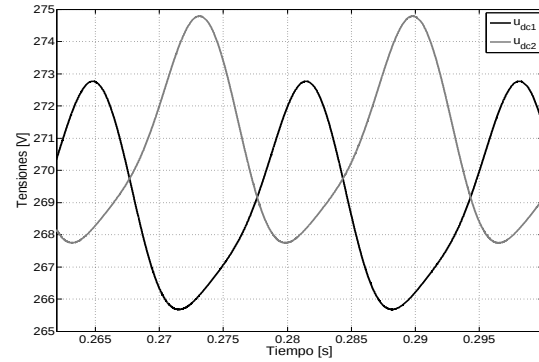
En este caso, el funcionamiento de los algoritmos es evaluado para una carga resistiva trifásica desbalanceada conectada en configuración Y con el sistema. Los valores de las resistencias para cada fase son: $R_{La} = 12 \Omega$ y $R_{Lb} = R_{Lc} = 22 \Omega$. La carga total es conectada al sistema por medio de un inductor de 15 mH y una resistencia de $0,1 \Omega$.

Resultados utilizando el algoritmo basado en la ecuación (3.34): La Figura 3.11 muestra las tensiones del lado de continua $u_{dc}(t)$, $u_{dc1}(t)$ y $u_{dc2}(t)$. Note que hay un desbalance en el valor medio de las tensiones de los condensadores debido a la inyección de corrientes de secuencia homopolar (ver Figura 3.11(b)). Estas corrientes deben retornar por el punto medio de los condensadores.

Las corrientes por la red se muestran en la Figura 3.12(a). Según se observa, antes de iniciada la compensación, estas corrientes están desbalanceadas y atrasadas con respecto a la tensión en el PCC. Después de $t = 0,2$ s, el compensador mitiga el desbalance en las corrientes de la red y corrige el factor de potencia. De esta manera, la corriente por la red es una sinusoidal pura de secuencia positiva y está



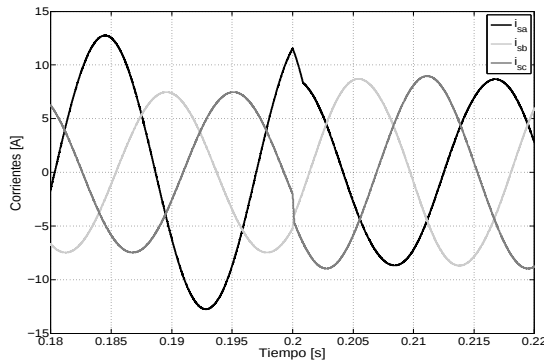
(a) Tensiones en el lado de continua



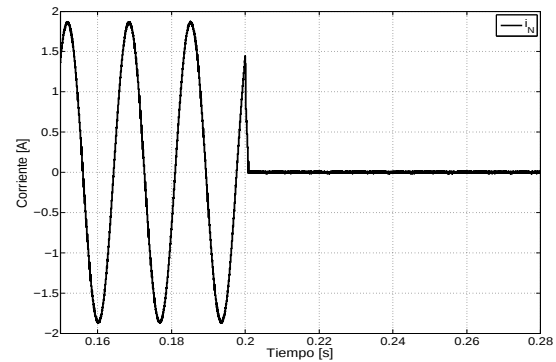
(b) Acercamiento de las tensiones en el lado de continua

Figura 3.11: Caso 2: Tensiones en el lado de continua usando el algoritmo de la ecuación (3.34)

en fase con la tensión en el PCC. Estos resultados muestran el buen desempeño de los controladores.



(a) Corrientes por la red de suministro

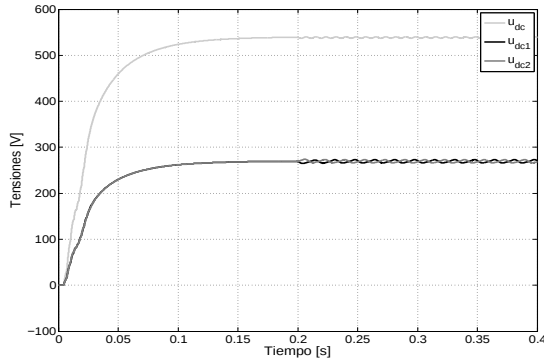


(b) Corriente por el neutro

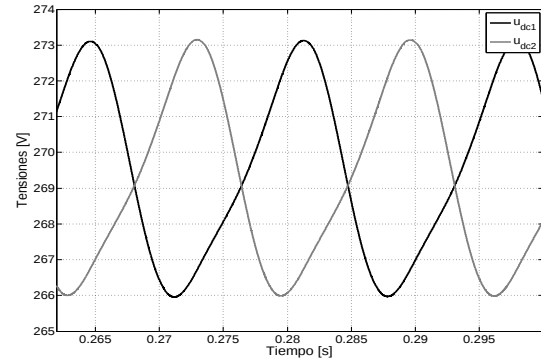
Figura 3.12: Caso 2: Tensiones y corrientes del sistema usando el algoritmo de la ecuación (3.34)

Por otro lado, la Figura 3.12(b) muestra la corriente por el neutro. Después de $t = 0.2$ s, la componente de secuencia homopolar por la red es nula, por lo tanto, el DSTATCOM inyecta esta corriente para lograr sus objetivos de compensación.

Resultados utilizando el algoritmo basado en la ecuación (3.41): La Figura 3.13 muestra las tensiones en los condensadores del lado de continua $u_{dc}(t)$, $u_{dc1}(t)$ y $u_{dc2}(t)$. En este caso, las tensiones en los dos condensadores tienen en mismo valor medio (ver Figura 3.13(b)).



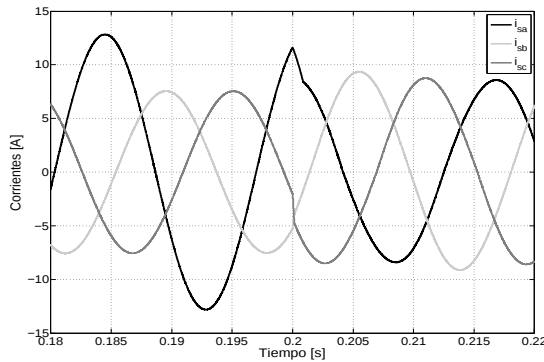
(a) Tensiones en el lado de continua



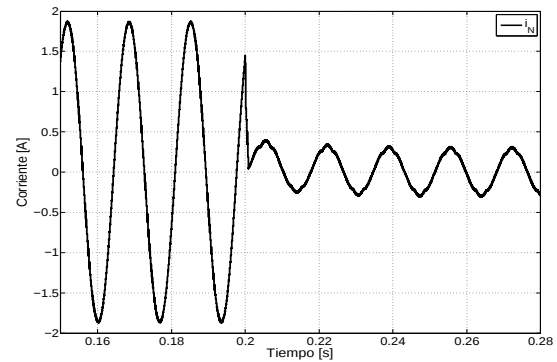
(b) Acercamiento de las tensiones en el lado de continua

Figura 3.13: Caso 2: Tensiones en el lado de continua usando el algoritmo de la ecuación (3.41)

Las corrientes suministradas por el sistema se observan en la Figura 3.14(a). Según esta figura, después de $t = 0,2$ s el filtro corrige el factor de potencia y reduce el desbalance en las corrientes. Sin embargo, las corrientes por la red no están completamente balanceadas durante la compensación.



(a) Corrientes por la red de suministro



(b) Corriente por el neutro

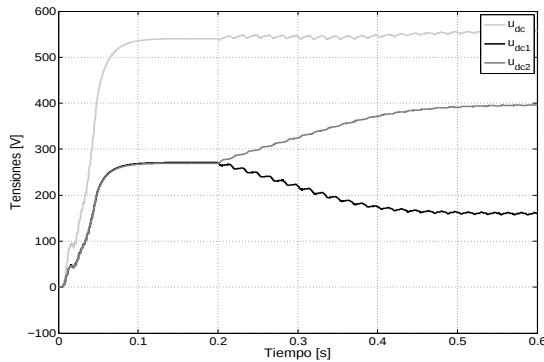
Figura 3.14: Caso 2: Tensiones y corrientes del sistema usando el algoritmo de la ecuación (3.41)

Por otro lado, la Figura 3.14(b) presenta la corriente por el neutro del sistema. Se puede observar que la componente de secuencia homopolar de la corriente por la red no es nula después de iniciada la compensación. De acuerdo a lo anterior, se requiere de una componente de secuencia cero por la red de suministro para garantizar que las tensiones en los dos condensadores tengan el mismo valor medio utilizando el algoritmo de la ecuación (3.41). Por lo tanto, en este caso la compensación no es perfecta.

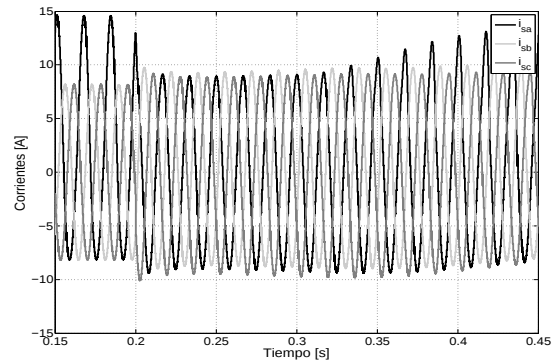
Caso 3: Compensación de corrientes desbalanceadas considerando corrientes con componente de continua

En este caso, el funcionamiento del algoritmo es evaluado con una carga resistiva trifásica balanceada ($R_{La} = R_{Lb} = R_{Lc} = 20 \Omega$) conectada en configuración Y con el sistema y un rectificador monofásico conectado a la fase a con carga resistiva de 21Ω en el lado de continua. La carga total es conectada al sistema por medio de un inductor de 15 mH y una resistencia de $0,1 \Omega$.

Resultados utilizando el algoritmo basado en la ecuación (3.34): La Figura 3.15(a) muestra las tensiones en el lado de continua $u_{dc}(t)$, $u_{dc1}(t)$ y $u_{dc2}(t)$. Según se observa, la tensión total del lado de continua sigue su valor de referencia. Sin embargo, después de $t = 0.2 \text{ s}$ se presenta un desbalance en el valor medio de las tensiones en los condensadores y el filtro pierde la controlabilidad cuando $u_{dc2}(t) < 270 \text{ V}$, aproximadamente. Este algoritmo controla la tensión total del lado de continua, pero no realiza un control de tensión independiente para cada condensador.



(a) Tensiones en el lado de continua



(b) Corrientes por la red de suministro

Figura 3.15: Caso 3: Tensiones en el lado de continua y corrientes por la red usando el algoritmo de la ecuación (3.34)

En la Figura 3.15(b) se presentan las corrientes por la red de suministro. Se observa que no se logran los objetivos de la compensación y la corriente por la red todavía presenta desbalance debido a la pérdida de controlabilidad del DSTATCOM.

Resultados utilizando el algoritmo basado en la ecuación (3.41): La Figura 3.16(a) presenta las tensiones del lado de continua $u_{dc}(t)$, $u_{dc1}(t)$ y $u_{dc2}(t)$. Según se observa en esta figura, existe un pequeño desbalance en el valor medio de las tensiones de los condensadores. Sin embargo, este desbalance no afecta del todo los objetivos de compensación del DSTATCOM y no se pierde la controlabilidad del dispositivo. En este caso, este algoritmo controla la tensión total del lado de continua y además realiza un control

independiente para la tensión de cada uno de los condensadores.

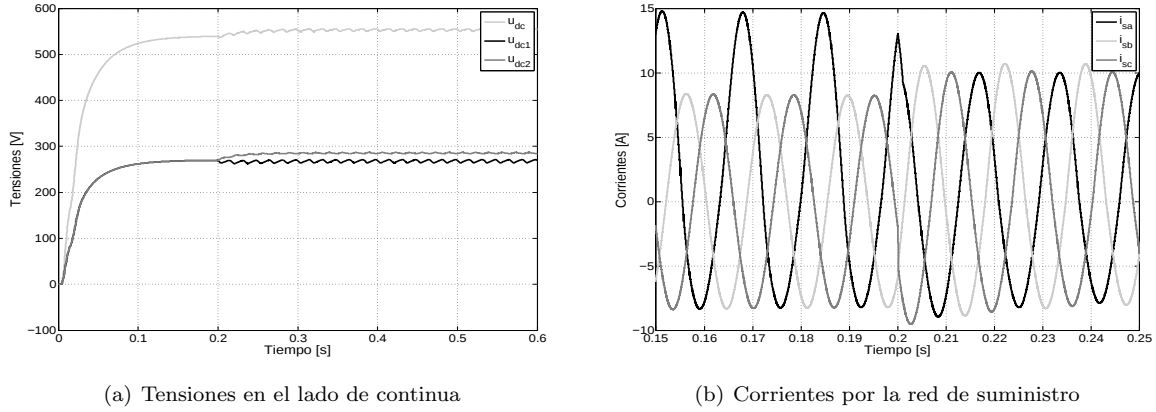


Figura 3.16: Caso 3: Tensiones en el lado de continua y corrientes por la red usando el algoritmo de la ecuación (3.41)

Las corrientes por la red se muestran en la Figura 3.16(b). Después de $t = 0,2$ s el DSTATCOM corrige el factor de potencia y reduce el desbalance en las corrientes de la red. Sin embargo, estas corrientes no están del todo balanceadas. En la Figura 3.17 se presenta la corriente por el neutro del sistema. En esta figura se puede observar que después de la compensación hay una componente de secuencia homopolar en las corrientes de la red. De acuerdo a lo anterior, usando el algoritmo de la ecuación (3.41), se requiere una componente de secuencia homopolar en las corrientes de la red de suministro para garantizar la controlabilidad del filtro. Además, en este caso la compensación no es perfecta.

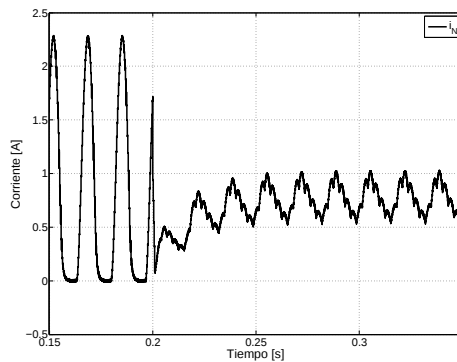


Figura 3.17: Corriente por el neutro del sistema usando el algoritmo de la ecuación (3.41)

Los resultados presentados anteriormente muestran que los controladores basados en uno y dos PI, tienen un buen desempeño cuando el DSTATCOM no inyecta corrientes con componente de secuencia

homopolar y con componente de continua.

Por otro lado, cuando el filtro debe inyectar corrientes con componente homopolar sin nivel de continua, el algoritmo basado en un PI presenta un muy buen desempeño. Sin embargo, el algoritmo basado en dos PI no mitiga completamente el desbalance en las corrientes, pero garantiza que la tensión en los condensadores tengan el mismo valor medio.

Finalmente, cuando existe un nivel de continua en la corriente por el neutro del sistema, el algoritmo basado en un PI produce la pérdida de la controlabilidad del DSTATCOM. Por otro lado, el algoritmo basado en dos PI garantiza la controlabilidad del dispositivo, pero no compensa completamente el desbalance en las corrientes de la red.

3.4 Control de corriente

El control de corriente del DSTATCOM tiene como finalidad calcular las señales de disparo de los dispositivos semiconductores del inversor de potencia, de tal forma que las señales de corriente generadas por éste, sigan con el menor error posible, las señales de referencia [45,62]. En la Figura 3.18, se presenta un ejemplo del control de corriente de un DSTATCOM utilizando un algoritmo de control de lazo cerrado [18].

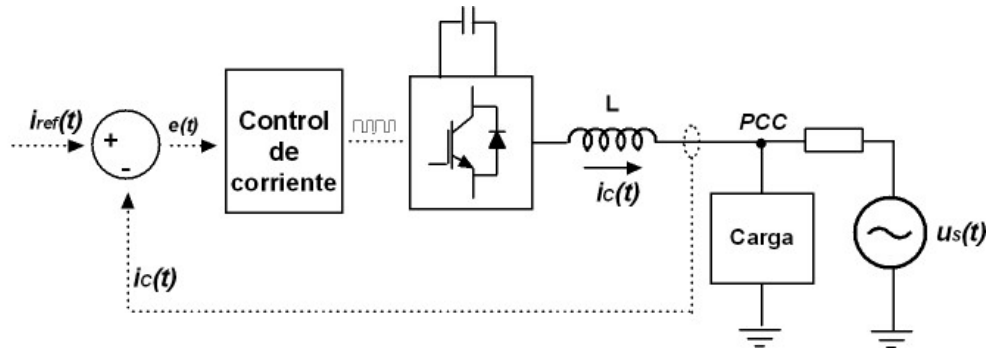


Figura 3.18: Ejemplo del control de corriente del DSTATCOM

Debido al tipo de perturbaciones que el DSTATCOM puede compensar, las corrientes que éste inyecta están generalmente caracterizadas por un alto contenido de armónicos, por lo que el convertidor de potencia y su estrategia de control deben tener la capacidad de seguir variaciones repentinas de la señal de referencia [45,62].

Para la descripción de los algoritmos de control de corriente utilizados en este proyecto, se considera la topología trifásica mostrada en la Figura 3.19, la cual corresponde a un inversor de tres ramas de puente completo cuando el interruptor S_N está abierto y al inversor de tres ramas con condensador repartido cuando el interruptor S_N está cerrado. En este caso, se considera que el filtro es conectado a la red por medio de una bobina de inductancia L y la tensión en el PCC se denota como $u_{sk}(t)$ para $k = a, b, c$. Los dispositivos semiconductores del inversor son modelados como interruptores ideales.

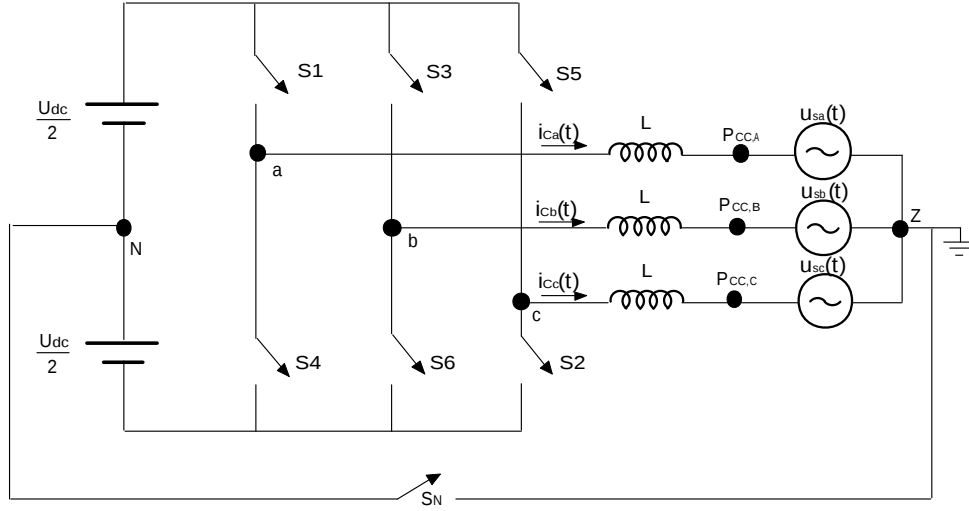


Figura 3.19: Convertidores trifásicos tipo fuente de tensión

Para estas topologías seleccionadas, es necesario considerar las siguientes restricciones [18, 72]:

- Los dos interruptores de una misma rama no pueden estar cerrados simultáneamente, ya que esto ocasionaría un cortocircuito en el lado de continua.
- Las tensiones de línea a la salida del inversor solo podrán tomar los valores instantáneos de $+U_{dc}$, $-U_{dc}$ y 0.
- En el inversor de tres ramas con condensador repartido, las tensiones entre fase y neutro a la salida del inversor podrán tomar los valores $+U_{dc}/2$ y $-U_{dc}/2$.

Como se presentó en el capítulo 2, las estrategias de control del convertidor de potencia, se pueden clasificar en dos grupos: estrategias de lazo abierto y estrategias de lazo cerrado. Entre las primeras, se encuentra la modulación por ancho de pulso (PWM, *Pulse Width Modulation*) [2, 18, 63], la cual se va a trabajar en esta tesis. Por otro lado, las técnicas de lazo cerrado, se pueden clasificar según su funcionamiento en dos grupos: controladores lineales y no lineales. En este trabajo se considerará el control predictivo de tiempo muerto (*Deadbeat*) el cual pertenece al grupo de controladores lineales, y la modulación delta para

el caso de controladores no lineales [63, 72].

Las estrategias de control de lazo cerrado son las utilizadas para el control de dispositivos *Custom Power* tipo compensación como el DSTATCOM, con el fin de obtener un correcto seguimiento de la señal de referencia, a pesar de la existencia de condiciones variables en el sistema y de cargas variables en el tiempo [2, 18]. Sin embargo, algunas de estas técnicas, más específicamente las lineales, requieren del uso de una técnica de control de lazo abierto, como se menciona más adelante.

Las estrategias de control de lazo cerrado, generan las señales de conmutación de los interruptores de potencia a partir de la señal de error de corriente, tal como se observa en la Figura 3.18. A continuación se presentan las dos técnicas de control utilizadas en este trabajo.

3.4.1 Controladores lineales

Tal como se comentó en el capítulo 2, los controladores lineales determinan la tensión necesaria para llevar el error de seguimiento de la corriente de referencia a un valor nulo, para lo cual se utiliza en esta tesis, el control *Deadbeat*. A partir de esta tensión se establecen las señales de conmutación del convertidor mediante una técnica de lazo abierto, como por ejemplo la modulación por ancho de pulso [2, 18, 63, 72]. A continuación se describen, estas dos técnicas.

Control de tiempo de establecimiento finito o de tiempo muerto (*Deadbeat*): Esta técnica de control, tiene por objetivo predecir con base en el modelo del sistema a controlar, el valor que debe tener la tensión a la salida del inversor, de tal manera que la corriente generada alcance el valor de referencia en el menor número de periodos de muestreo. Cuando el error en el seguimiento de la señal es nulo al final de $n+1$ muestras (donde n es el orden del sistema), se le conoce como controlador *Deadbeat*. [18, 60, 62–64, 72]

Para determinar la tensión a sintetizar usando el controlador *Deadbeat* para la topología correspondiente al inversor de tres ramas con condensador repartido, se parte del equivalente monofásico del convertidor conectado a la red, mostrado en la Figura 3.20. De este equivalente se deduce la siguiente ecuación:

$$L \frac{di_C(t)}{dt} = u_{inv}(t) - u_s(t) \quad (3.45)$$

Donde $u_{inv}(t)$ es la tensión de salida del inversor respecto al punto intermedio del lado de continua, L es la inductancia de acople a la red, $u_s(t)$ es la tensión del PCC e $i_C(t)$ es la corriente inyectada por el convertidor.

Expresando la ecuación (3.45) en el dominio de *Laplace*, se obtiene:

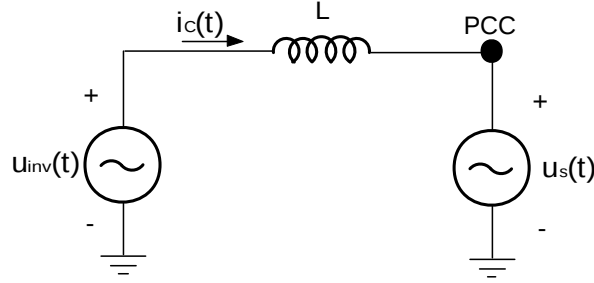


Figura 3.20: Equivalente monofásico para el inversor de tres ramas con condensador repartido

$$\mathbf{I}_C(s) = \frac{\mathbf{U}_{inv}(s) - \mathbf{U}_s(s)}{sL} \quad (3.46)$$

Utilizando la transformación bilineal para discretizar la ecuación 3.46, se obtiene la siguiente relación [18]:

$$u_{inv}(n+1) = \frac{2L}{T_{sw}} [i_C(n+1) - i_C(n)] - u_{inv}(n) + u_s(n+1) + u_s(n) \quad (3.47)$$

Donde T_{sw} corresponde al periodo de muestreo. Se considera que la corriente generada alcanza la referencia (i_{ref}) al final de cada periodo de muestreo según la siguiente relación:

$$i_C(n+1) = i_{ref}(n) \quad (3.48)$$

Reemplazando la anterior relación en la ecuación (3.47), se obtiene:

$$u_{inv}(n+1) = \frac{2L}{T_{sw}} [i_{ref}(n) - i_C(n)] - u_{inv}(n) + u_s(n+1) + u_s(n) \quad (3.49)$$

Finalmente, considerando que la tensión en el PCC y la tensión de salida del inversor, permanecen constantes en un periodo de muestreo, la ecuación (3.49), se puede simplificar resultando en [18]:

$$\bar{u}_{inv}(n) = \frac{L}{T_{sw}} [i_{ref}(n) - i_C(n)] + u_s(n) \quad (3.50)$$

La anterior relación presenta la tensión a sintetizar en cada periodo de muestreo ($\bar{u}_{inv}(n)$) para la topología correspondiente al inversor de tres ramas con condensador repartido, utilizando el controlador *Deadbeat*.

De manera similar, para obtener la tensión a sintetizar para la topología correspondiente al inversor de tres ramas de puente completo, se parte del circuito trifásico que modela el convertidor conectado a la red, que se muestra en la Figura 3.21.

De la Figura 3.21 se deducen las ecuaciones diferenciales que modelan el circuito:

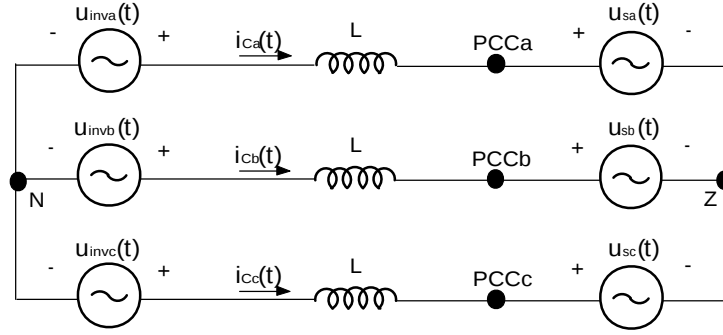


Figura 3.21: Equivalente trifásico para el inversor de tres ramas de puente completo

$$L \frac{di_{Ca}(t)}{dt} - L \frac{di_{Cb}(t)}{dt} = u_{inva}(t) - u_{invb}(t) + u_{sb}(t) - u_{sa}(t) \quad (3.51)$$

$$L \frac{di_{Cb}(t)}{dt} - L \frac{di_{Cc}(t)}{dt} = u_{invb}(t) - u_{invc}(t) + u_{sc}(t) - u_{sb}(t) \quad (3.52)$$

A partir de las ecuaciones (3.51) y (3.52), se determinan las tensiones discretas a sintetizar por el inversor trifásico en puente completo, para cada una de las ramas que lo componen [72]:

$$\begin{pmatrix} u_{inva}(n) \\ u_{invb}(n) \\ u_{invc}(n) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{L}{T_{sw}} [i_{refa}(n) - i_{Ca}(n)] + u_{sa}(n) \\ \frac{L}{T_{sw}} [i_{refb}(n) - i_{Cb}(n)] + u_{sb}(n) \\ \frac{L}{T_{sw}} [i_{refc}(n) - i_{Cc}(n)] + u_{sc}(n) \end{pmatrix} \quad (3.53)$$

Modulación por ancho de pulso (PWM, *Pulse Width Modulation*): Esta técnica de modulación busca controlar el ancho de los pulsos de disparo de los interruptores de potencia con el fin que el valor medio de la señal generada en cada periodo de conmutación sea igual que el de la señal de referencia en ese mismo periodo [2, 18, 63, 73].

Para calcular el ancho de los pulsos se puede emplear el método basado en la onda portadora, mediante el cual, se compara la señal de referencia (señal moduladora) con una portadora triangular, tal como se observa en la Figura 3.22 [18, 73].

Para el caso de los convertidores trifásicos tipo fuente de tensión considerados en este proyecto, cuya gráfica se presentó en la Figura 3.19, las señales de referencia corresponden a las tensiones a sintetizar para cada rama del convertidor, que en este caso se obtienen utilizando la técnica *Deadbeat* presentada anteriormente. De esta manera, las señales de disparo de cada rama del inversor se obtienen al comparar la señal de referencia para cada rama con una señal portadora triangular.

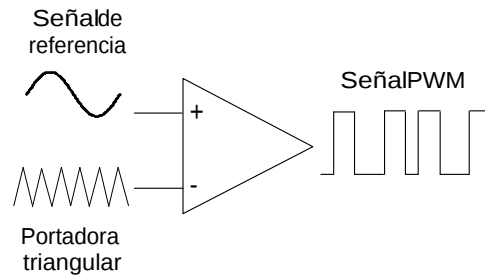


Figura 3.22: Modulación por ancho de pulso utilizando una onda portadora triangular

Por lo tanto, los interruptores de potencia de la fase a se controlan comparando la señal de referencia de la fase a con la onda portadora triangular, de tal manera que si la señal de referencia es mayor que la portadora, se activa la señal de control del interruptor $S1$ (ver Figura 3.19), es decir, el interruptor $S1$ se cierra. De lo contrario, esta señal de control se debe desactivar (interruptor $S1$ abierto). Además, la señal de control para el interruptor $S4$ debe ser la misma señal de control de $S1$ pero negada, de tal forma que la tensión en el lado de continua no este nunca en cortocircuito. Este mismo principio de operación se utiliza para las otras dos ramas del inversor de potencia [73].

En la Figura 3.23, se presenta un ejemplo de la técnica PWM para el inversor trifásico de condensador repartido, en donde la señal de referencia se considera trifásica balanceada y sinusoidal pura a 60 Hz y la onda portadora se considera una señal triangular con una frecuencia de modulación de 10 veces la frecuencia de la señal de referencia (600 Hz). Todas las señales en la gráfica se presentan por unidad [p.u]. Además, se considera que las señales de referencia a sintetizar tienen una amplitud de 0,8 [p.u]. Se puede observar que las señales de tensión entre fase y neutro para las tres ramas, se obtuvieron a partir de los pulsos de conmutación generados al comparar la señal de referencia de cada rama con la onda portadora triangular.

3.4.2 Controladores no lineales

Estos controladores obtienen directamente las señales de conmutación del inversor de potencia, a partir de la señal de error de corriente. Uno de los controladores no lineales más utilizados es la modulación delta, la cual es la que se trabaja en esta tesis.

Modulación delta: El control por modulación delta, se puede considerar como un caso particular del control de histéresis, el cual fue expuesto en el capítulo 2. Por su lado, la modulación delta trabaja con un ancho de banda de histéresis nulo y con una frecuencia de muestreo constante, por lo que las señales de control son constantes durante cada periodo [18, 60, 63, 72].

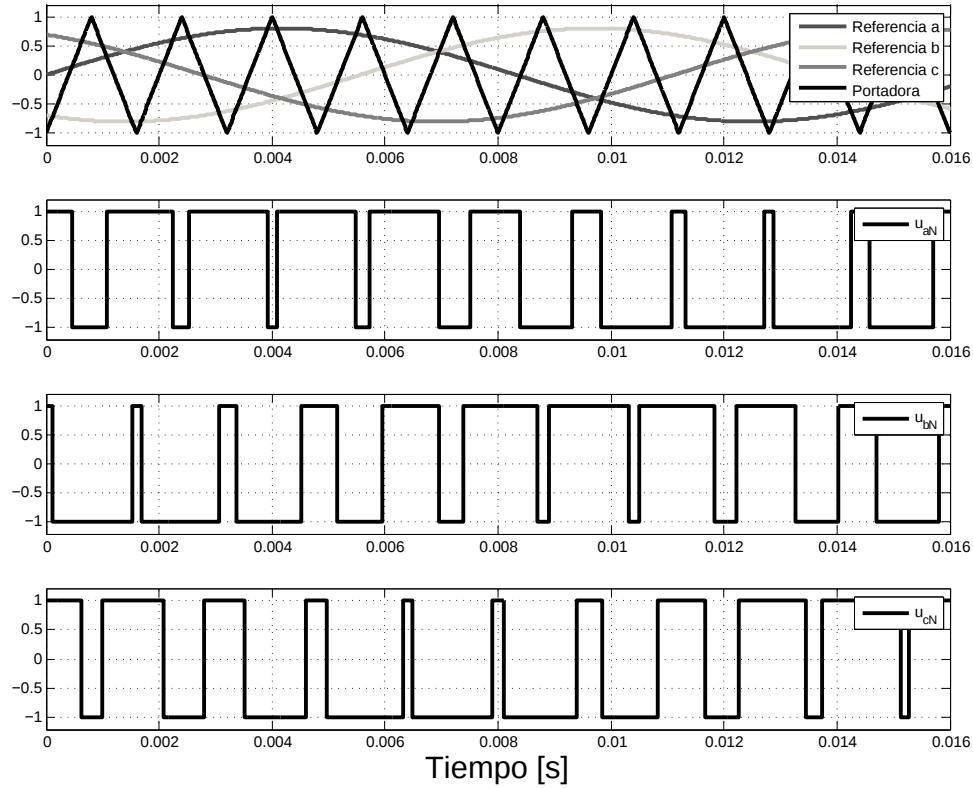


Figura 3.23: Ejemplo de la técnica PWM trifásica con onda portadora triangular

Este controlador compara en cada instante de muestreo, la corriente de referencia con la corriente generada por el convertidor de potencia. De esta manera, si la corriente generada es mayor que la de referencia, el convertidor cambia de estado con el objetivo de variar el sentido de la corriente y de manera similar cuando la corriente generada es menor que la referencia.

La lógica es la siguiente: si el error entre la corriente de referencia y la señal inyectada por el inversor es positivo, las señales de disparo de los interruptores deberán ser tales que el interruptor superior esté cerrado y el inferior abierto. Por lo contrario, las señales de disparo deberán ser opuestas [18].

Considerando que en un periodo de muestreo la tensión en el PCC se mantiene constante, la variación de la corriente generada por el convertidor de un instante de tiempo t_0 al instante $t < t_0 + T_{sw}$, donde T_{sw}

es el periodo de muestreo, se puede aproximar mediante la siguiente ecuación [18]:

$$i_C(t) = \frac{u_{inv} - u_s - v_{ZN}}{L}t + i_C(t_0) \quad (3.54)$$

Donde $i_C(t_0)$ es la corriente generada por el convertidor en el instante inicial del periodo de muestreo (t_0) y v_{ZN} es la tensión flotante entre el punto intermedio del lado de continua y el neutro de la red. Se puede observar que la ecuación (3.54) corresponde a una línea recta con pendiente m , dada por:

$$m = \frac{u_{inv} - u_s - v_{ZN}}{L} \quad (3.55)$$

Como en la topología correspondiente al inversor trifásico con condensador repartido, el termino v_{ZN} es nulo debido al conductor de retorno al punto intermedio del lado de continua, la pendiente de la corriente depende únicamente de la tensión de salida del inversor u_{inv} y de la tensión de la red u_s . De esta manera, si la tensión u_{inv} es mayor que u_s , la pendiente es positiva. En caso contrario, esta pendiente es negativa. Por otro lado, para la topología correspondiente al inversor trifásico en puente completo, la pendiente depende del valor de v_{ZN} , de esta manera, cuando la diferencia entre u_{inv} y u_s es mayor que v_{ZN} , la pendiente es positiva, y viceversa.

3.4.3 Estudio de casos

Con el fin de analizar y comparar el funcionamiento de los controladores *Deadbeat* y modulación delta, éstos se simulan en el programa ATP. Las simulaciones se realizan tanto para la topología basada en el inversor trifásico en puente completo, como para la topología del inversor trifásico de condensador repartido. Estas simulaciones están basadas en el modelo del compensador presentado en la Figura 3.19 para cada una de las dos topologías.

A continuación se presentan los criterios que se tuvieron en cuenta para seleccionar los diferentes parámetros del convertidor de potencia y de la red de suministro, los criterios de comparación para los algoritmos de control y los resultados de simulación para dos casos de estudio diferentes.

Consideraciones con respecto al convertidor de potencia y a la red de suministro

- Se considera una tensión en el PCC trifásica balanceada y sinusoidal pura a una frecuencia de 60 Hz dada por la ecuación (3.33).
- Los dispositivos semiconductores del inversor son modelados como interruptores ideales.
- La frecuencia de muestreo se establece en 10 kHz para los dos controladores a simular.

- La mitad de la tensión en el lado de continua se debe establecer de tal manera que sea mayor al valor pico de la tensión entre fase y neutro de la red, para asegurar la inyección de corrientes en la red [18, 72]. Un buen criterio de ajuste que cumple con este propósito dado en [39] es:

$$U_{dc} \geq \frac{3V_l}{\sqrt{2}} \text{ V} \quad (3.56)$$

Donde U_{dc} es la tensión en el lado de continua y V_l es la tensión de línea eficaz de la red eléctrica, la cual se considera de 208 V_{rms}. Por lo tanto, se tiene que U_{dc} debe ser mayor a 442 V. Se toma un valor de U_{dc} por encima de este valor e igual a 540 V.

- Los elementos almacenadores de energía del lado de continua (condensadores) son modelados como fuentes de tensión ideales de continua.
- La inductancia de acople debe establecerse de tal manera que la corriente varíe con una rapidez adecuada para alcanzar la señal de referencia. La variación de corriente en un periodo de muestreo se puede estimar asumiendo la modulación delta. De esta manera, partiendo de la ecuación (3.54), para una tensión en el lado de continua de 540 V y una tensión eficaz de línea de 208 V, se obtiene la siguiente aproximación para la variación máxima de corriente (Δi_C) en un periodo de muestreo T_{sw} [18]:

$$\frac{\Delta i_C}{T_{sw}} = \frac{440}{L} \frac{\text{A}}{\text{s}} \quad (3.57)$$

Partiendo de la ecuación (3.57), para obtener una variación máxima de corriente de 0,1 A a una frecuencia de conmutación de 10 kHz, se requiere una inductancia de 44 mH, por tal motivo se selecciona un valor de $L=50$ mH.

Segun la ecuación (3.57), para valores fijos de la tensión del lado de continua y de la frecuencia de conmutación, valores bajos de la inductancia de acople permiten alcanzar corrientes altas en tiempos cortos, y viceversa.

Criterios de comparación

Para evaluar las técnicas de control en el seguimiento de las señales de referencia, se toma como criterio de comparación el máximo error instantáneo de estado estable y el error medio cuadrático, los cuales se calculan a partir de las siguientes ecuaciones [18, 72]:

$$\Delta i(t) = i_C(t) - i_{ref}(t) \quad (3.58)$$

$$\Delta I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i_C(t) - i_{ref}(t)]^2 dt} \quad (3.59)$$

Donde $\Delta i(t)$ es el error instantáneo y ΔI es el error medio cuadrático.

Resultados de simulación

Como se mencionó anteriormente, se analizó el funcionamiento de los algoritmos de control de corriente para dos tipos diferentes de corriente de referencia:

- Corrientes de referencia desbalanceadas y distorsionadas
- Corrientes de referencia desbalanceadas considerando componentes de secuencia homopolar

Para el caso del control *Deadbeat*, se calculan primero las tensiones a sintetizar a partir de las ecuaciones (3.50) y (3.53), según la topología considerada. Posteriormente, estas señales de tensión son sintetizadas usando la técnica PWM para inversores trifásicos expuesta anteriormente, con una amplitud para la señal portadora igual a la mitad de la tensión del lado de continua.

Como se mencionó anteriormente, tanto el control *Deadbeat* como la modulación delta, se ejecutan a una frecuencia de conmutación de 10 kHz. Por tal motivo, ésta también es la frecuencia para la señal portadora usada en la modulación PWM.

A continuación se presentan los resultados de las simulaciones para los dos casos de estudio.

Caso 1. Corrientes de referencia desbalanceadas y distorsionadas: Se considera una corriente de referencia trifásica compuesta de tres componentes, la cual se presenta en la Ecuación (3.60). La primera componente corresponde a una corriente con una forma de onda sinusoidal pura a 60 Hz y adelantada 90° con la tensión en el PCC, la cual representa una corriente netamente capacitiva producto de una carga que afecta el factor de potencia de la red eléctrica. La segunda corresponde a una componente de corriente de secuencia negativa a 60 Hz, la cual introduce desbalance en las corrientes de la red eléctrica. Finalmente, la tercera componente corresponde a un quinto armónico de secuencia negativa, el cual representa los armónicos generados por una carga no lineal y produce distorsión armónica en las corrientes de la red eléctrica.

$$\begin{aligned} i_{refa}(t) &= 2.4 \sin(120\pi t + 90^\circ) + 1.8 \sin(120\pi t + 50^\circ) - 0.8 \sin(600\pi t + 30^\circ) \text{ A} \\ i_{refb}(t) &= 2.4 \sin(120\pi t - 30^\circ) + 1.8 \sin(120\pi t + 170^\circ) - 0.8 \sin(600\pi t + 150^\circ) \text{ A} \\ i_{refc}(t) &= 2.4 \sin(120\pi t + 210^\circ) + 1.8 \sin(120\pi t - 70^\circ) - 0.8 \sin(600\pi t - 90^\circ) \text{ A} \end{aligned} \quad (3.60)$$

Las formas de onda de la corriente de referencia de la ecuación (3.60), se pueden apreciar en la Figura 3.24.

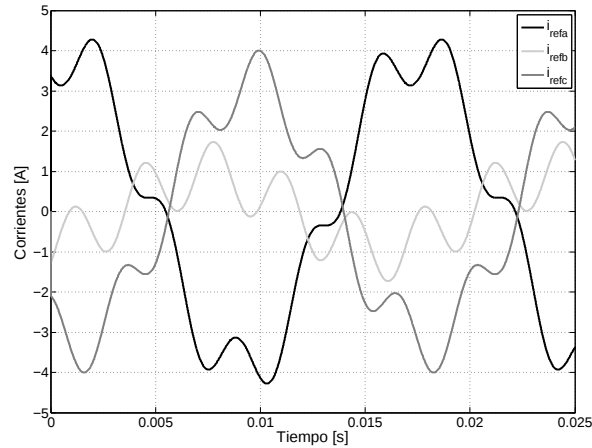
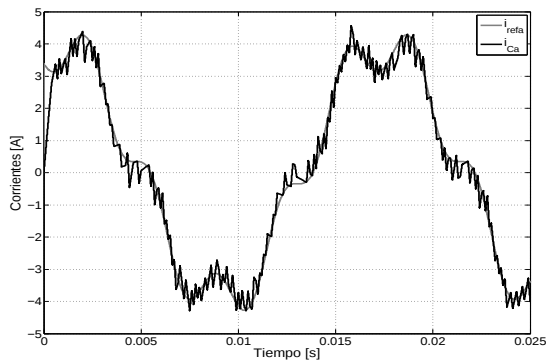
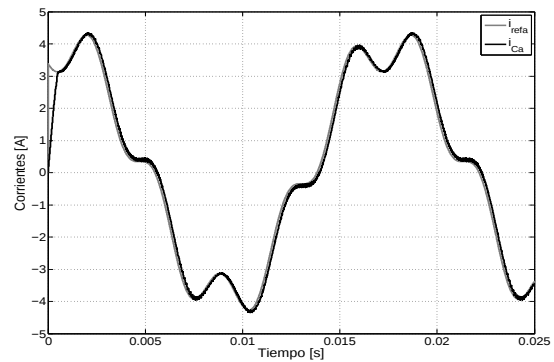


Figura 3.24: Corrientes de referencia desbalanceadas y distorsionadas

En las figuras 3.25(a) y 3.25(b), se muestran los resultados del seguimiento de la señal de referencia para la topología correspondiente al inversor trifásico en puente completo, utilizando los algoritmos de control modulación delta y *Deadbeat*, respectivamente. Por otro lado, los resultados para la topología correspondiente al inversor trifásico con condensador repartido se observan en las figuras 3.26(a) y 3.26(b). En todos los casos se presentan la corriente de referencia y la corriente inyectada por el compensador solo para la fase *a*, con fines de obtener una mejor visualización del seguimiento de la señal.

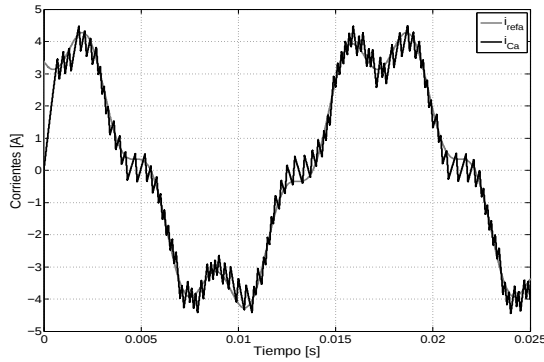


(a) Resultados utilizando la modulación delta



(b) Resultados utilizando el control *Deadbeat*

Figura 3.25: Caso 1. Seguimiento de corrientes desbalanceadas y distorsionadas para el inversor trifásico en puente completo



(a) Resultados utilizando la modulación delta

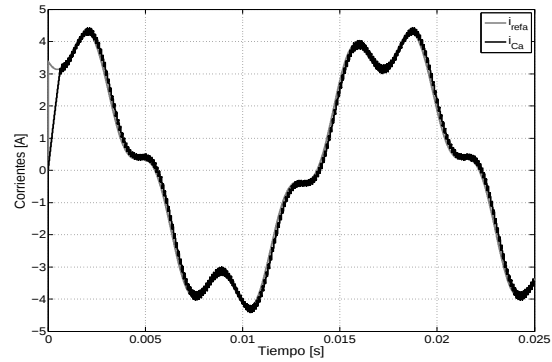
(b) Resultados utilizando el control *Deadbeat*

Figura 3.26: Caso 1. Seguimiento de corrientes desbalanceadas y distorsionadas para el inversor trifásico con condensador repartido

Según se observa en las figuras 3.25 y 3.26, el control basado en la modulación delta presenta un mayor rizado en el seguimiento de la señal de referencia, que el presentado utilizando el controlador *Deadbeat*. Lo anterior se debe a que la modulación delta trabaja siempre en saturación y el rizado depende de la tensión a la que está sometida la inductancia de acople. Por su lado, el control *Deadbeat* presenta un mejor seguimiento de la referencia debido a que éste tiene en cuenta diferentes parámetros del sistema como lo son: la frecuencia de conmutación, la bobina de acople a la red y la tensión en el PCC.

Sin embargo, se puede concluir que los dos algoritmos de control tienen la capacidad de seguir las corrientes de referencia desbalanceadas y distorsionadas presentadas en la Figura 3.24 para una frecuencia de conmutación de 10 kHz, ya que los resultados muestran un buen desempeño para los dos controladores.

En la Tabla 3.2, se presentan el error máximo instantáneo en el seguimiento de la corriente y el valor eficaz del error, para las dos topologías y para los dos algoritmos de control simulados. Según se observa, los errores son mayores para la modulación delta que para el control *Deadbeat* en las dos topologías, lo que confirma el mejor desempeño que presenta el controlador *Deadbeat*.

Tabla 3.2: Errores en el seguimiento de una señal de referencia distorsionada y desbalanceada.

Controlador	Modulación delta	<i>Deadbeat</i>	Modulación delta	<i>Deadbeat</i>
Topología	Puente trifásico	Puente trifásico	Condensador repartido	Condensador repartido
Δi_{max} [A]	0,674	0,330	0,768	0,441
Δi [A]	0,255	0,176	0,296	0,188

Caso 2. Corrientes de referencia desbalanceadas considerando componentes de secuencia homopolar: En este caso se considera una corriente de referencia trifásica desbalanceada compuesta también de tres componentes, la cual se presenta en la ecuación (3.61). La primera corresponde a una componente de corriente de secuencia positiva con una forma de onda sinusoidal pura a 60 Hz y adelantada 90° con la tensión en el PCC. La segunda corresponde a una componente de corriente de secuencia negativa a 60 Hz. Finalmente, la tercera componente corresponde a una componente de corriente de secuencia homopolar también a 60 Hz. Estas dos últimas componentes introducen desbalance en las corrientes de la red eléctrica, mientras que la primera componente representa una corriente capacitiva producto de una carga que afecta el factor de potencia de la red.

$$\begin{aligned} i_{refa}(t) &= 2.25 \sin(120\pi t + 90^\circ) - \sin(120\pi t + 45^\circ) + 0.5 \sin(120\pi t) \text{ A} \\ i_{refb}(t) &= 2.25 \sin(120\pi t - 30^\circ) - \sin(120\pi t + 165^\circ) + 0.5 \sin(120\pi t) \text{ A} \\ i_{refc}(t) &= 2.25 \sin(120\pi t + 210^\circ) - \sin(120\pi t - 75^\circ) + 0.5 \sin(120\pi t) \text{ A} \end{aligned} \quad (3.61)$$

Las formas de onda de la corriente de referencia de la ecuación (3.61), se pueden apreciar en la Figura 3.27.

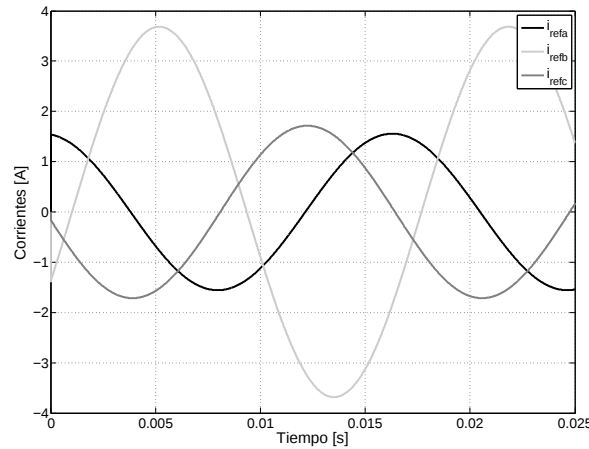
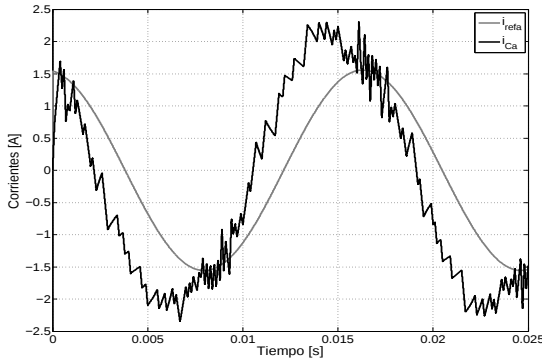


Figura 3.27: Corrientes de referencia desbalanceadas considerando componentes de secuencia homopolar

Las figuras 3.28(a) y 3.28(b) muestran los resultados del seguimiento de la señal de referencia para la topología correspondiente al inversor trifásico en puente completo. Los resultados para la topología correspondiente al inversor trifásico con condensador repartido se observan en las figuras 3.29(a) y 3.29(b). En este caso también se presenta la corriente de referencia y la corriente inyectada por el compensador solo para la fase a .



(a) Resultados utilizando la modulación delta

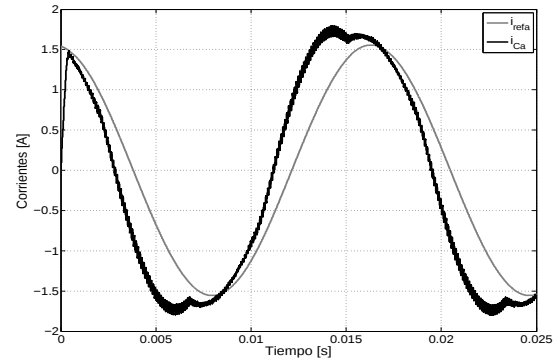
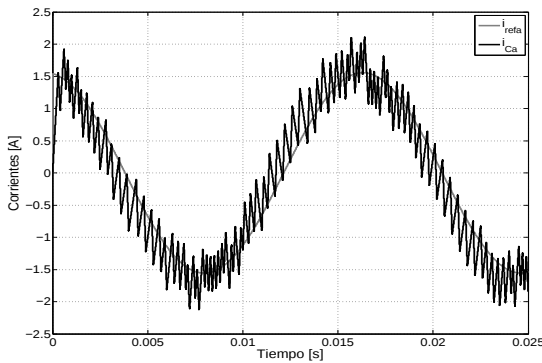
(b) Resultados utilizando el control *Deadbeat*

Figura 3.28: Caso 2. Seguimiento de corrientes desbalanceadas considerando componentes de secuencia homopolar para el inversor trifásico en puente completo



(a) Resultados utilizando la modulación delta

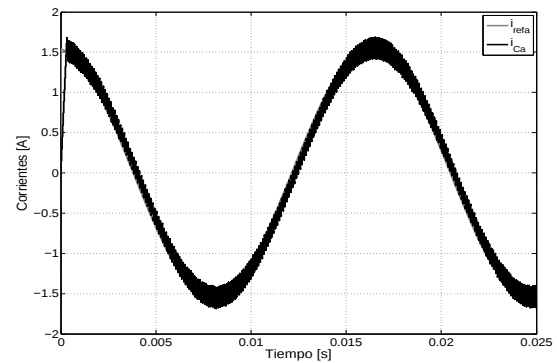
(b) Resultados utilizando el control *Deadbeat*

Figura 3.29: Caso 2. Seguimiento de corrientes desbalanceadas considerando componentes de secuencia homopolar para el inversor trifásico con condensador repartido

Según se observa en las figuras 3.28(a) y 3.28(b), la topología correspondiente al inversor trifásico en puente completo no tiene la capacidad de seguir la corriente de referencia, pues al no contar con un conductor de retorno al neutro de la red, le resulta imposible inyectar corrientes con componentes de secuencia homopolar.

El error máximo instantáneo en el seguimiento de la corriente y el valor eficaz del error, para las dos topologías y para los dos algoritmos de control simulados se presentan en la Tabla 3.3. En este caso, se obtienen elevados valores de error para la topología correspondiente al inversor trifásico en puente completo para los dos algoritmos de control, en comparación con los obtenidos en el caso 1, en donde no se inyectaban componentes de secuencia homopolar y los compensadores tenían la capacidad de seguir las

corrientes de referencia.

Tabla 3.3: Errores en el seguimiento de una señal de referencia desbalanceada considerando componentes de secuencia homopolar.

Controlador	Modulación delta	<i>Deadbeat</i>	Modulación delta	<i>Deadbeat</i>
Topología	Puente trifásico	Puente trifásico	Condensador repartido	Condensador repartido
Δi_{max} [A]	1,548	0,982	0,813	0,220
Δi [A]	0,881	0,543	0,310	0,106

Por otro lado, según se observa en la Figura 3.29, la topología correspondiente al inversor trifásico con condensador repartido presenta un buen desempeño en el seguimiento de corrientes desbalanceadas con componente homopolar, para los dos algoritmos de control simulados. Al igual que en el caso anterior, el control basado en la modulación delta presenta un mayor rizado en el seguimiento de la señal de referencia, que el presentado utilizando el controlador *Deadbeat*. Lo anterior también se puede evidenciar en la Tabla 3.3, en donde los errores son mayores para la modulación delta que para el control *Deadbeat*, lo que muestra de nuevo el mejor desempeño del controlador *Deadbeat*.

Tanto el controlador basado en la modulación delta como el controlador *Deadbeat* tienen la capacidad de seguir las corrientes desbalanceadas con componente homopolar para una frecuencia de conmutación de 10 kHz. Sin embargo, ésto es posible si se utiliza la topología trifásica con condensador repartido la cual tiene un camino de retorno al neutro de la red.

Según las simulaciones realizadas para los dos algoritmos de control de corriente, se puede concluir que el controlador *Deadbeat* presenta un mejor comportamiento que la modulación delta en el seguimiento de corrientes de referencia distorsionadas y desbalanceadas. Sin embargo, el controlador *Deadbeat* requiere más información acerca del convertidor y de la red para poder lograr un buen desempeño. Por su lado, la modulación delta es un control más sencillo y fácil de implementar.

Modelos del sistema para la simulación en tiempo real

En este capítulo se describe el desarrollo de los modelos utilizados para representar el funcionamiento del convertidor de potencia del DSTATCOM, del sistema de distribución y de la carga al cual el compensador es conectado, los cuales son utilizados para calcular el estado de las variables del sistema en tiempo real.

4.1 Generalidades

Para poder ejecutar en tiempo real la simulación del DSTATCOM, es necesario resolver numéricamente, para cada paso de la simulación, las ecuaciones que representan el funcionamiento del convertidor de potencia del compensador, del equivalente del sistema de distribución y de la carga al cual el compensador es conectado.

Para esto, a continuación se presenta la deducción de los modelos que representan el funcionamiento del sistema los cuales son utilizados para este propósito. Estos modelos se determinan partiendo de las siguientes suposiciones:

- Los dispositivos semiconductores del convertidor de potencia del DSTATCOM son modelados como interruptores ideales.
- El DSTATCOM se simula solo para el modo control de corriente, por lo tanto las cargas son modeladas por medio de fuentes de corrientes ideales.
- Con respecto al sistema de distribución, se considerará la tensión equivalente vista en el punto de conexión común (PCC) con el DSTATCOM.
- El compensador es conectado a la red por medio de un filtro de primer orden compuesto de un elemento resistivo en serie con un elemento inductivo.
- La solución numérica de estos modelos se debe obtener en cada paso de la simulación en tiempo real.

A continuación se parte del desarrollo de los modelos considerando los convertidores monofásicos expuestos en el capítulo 2, para llegar finalmente a los modelos para sistemas trifásicos considerando las topologías correspondientes al inversor trifásico de puente completo y al inversor trifásico con condensador repartido. Todos los modelos desarrollados son función de las señales de conmutación de los interruptores de potencia que lo conforman y se expresan en espacios de estados de señales continuas. Además, se presenta la discretización de estos modelos con el fin de que puedan ser implementados en una plataforma digital.

4.2 Modelo considerando la topología correspondiente al inversor monofásico con condensador repartido

Para determinar el modelo del sistema, se considera el circuito presentado en la Figura 4.1. En esta figura, las señales de tensión del lado de continua se denotan por $u_{dc1}(t)$ y $u_{dc2}(t)$, la tensión en el PCC por $u_{sa}(t)$, la corriente demandada por la carga esta dada por i_{La} y la corriente inyectada por el compensador

corresponde a $i_{Ca}(t)$.

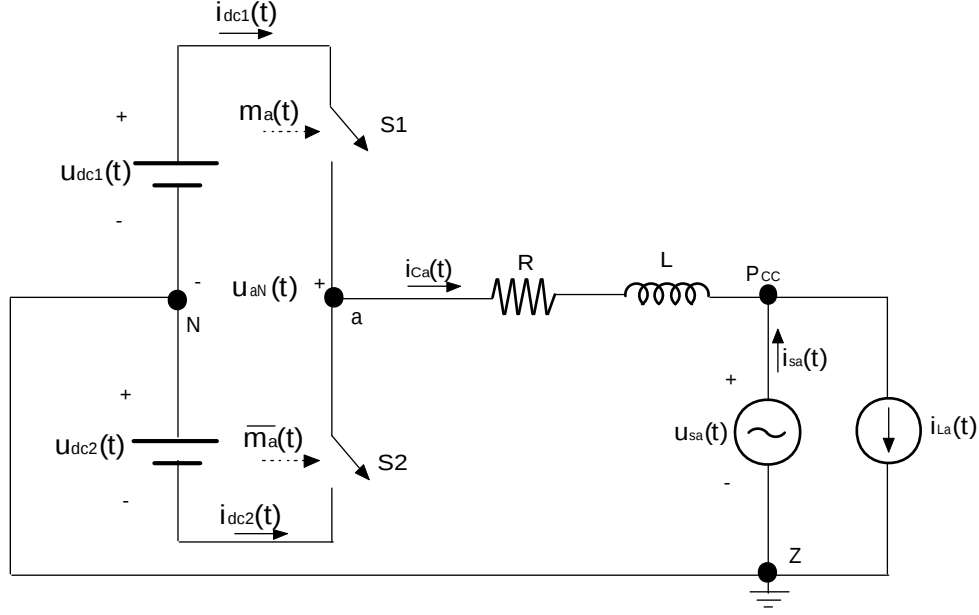


Figura 4.1: Circuito equivalente considerando la topología correspondiente al inversor monofásico con condensador repartido

Las señales de conmutación de los interruptores de potencia S_1 y S_2 corresponden a $m_a(t)$ y $\overline{m_a}(t)$, respectivamente. Se utiliza esta notación, ya que la señal de conmutación del interruptor S_2 es la negada del interruptor S_1 , garantizando así que el lado de continua no se ponga en cortocircuito. Estas señales de conmutación siguen la lógica presentada en la ecuación (4.1).

$$m_a(t) = \begin{cases} 1 & \text{Interruptor } S_1 \text{ cerrado} \\ 0 & \text{Interruptor } S_2 \text{ cerrado} \end{cases} \quad (4.1)$$

La tensión a la salida del inversor ($u_{aN}(t)$) y las corrientes en los condensadores del lado de continua ($i_{dc1}(t)$ e $i_{dc2}(t)$), se pueden expresar a partir de las señales de conmutación, de la señal de corriente inyectada por el compensador y de las tensiones en los condensadores del lado de continua, según las ecuaciones (4.2), (4.3) y (4.4) [74].

$$u_{aN}(t) = m_a(t)u_{dc1}(t) - \overline{m_a}(t)u_{dc2}(t) \quad (4.2)$$

$$i_{dc1}(t) = m_a(t)i_{Ca}(t) \quad (4.3)$$

$$i_{dc2}(t) = \overline{m_a}(t)i_{Ca}(t) \quad (4.4)$$

Además, de la Figura 4.1, se deduce la ecuación diferencial que modela el circuito, dada por:

$$L \frac{di_{Ca}(t)}{dt} + Ri_{Ca}(t) = u_{aN}(t) - u_{sa}(t) \quad (4.5)$$

Donde R y L son la resistencia y la bobina del filtro de conexión del compensador a la red. Reemplazando la ecuación (4.2) en la ecuación (4.5), y ordenando los términos, se obtiene la ecuación para la corriente inyectada por el compensador:

$$\frac{di_{Ca}(t)}{dt} = -\frac{R}{L}i_{Ca}(t) + \frac{m_a(t)}{L}u_{dc1}(t) - \frac{\overline{m_a}(t)}{L}u_{dc2}(t) - \frac{1}{L}u_{sa}(t) \quad (4.6)$$

Por otro lado, partiendo de la Figura 4.1, se encuentran las ecuaciones que relacionan las tensiones y corrientes en el lado de continua, dadas por las ecuaciones (4.7) y (4.8).

$$C_1 \frac{du_{dc1}(t)}{dt} = -i_{dc1}(t) \quad (4.7)$$

$$C_2 \frac{du_{dc2}(t)}{dt} = i_{dc2}(t) \quad (4.8)$$

Donde C_1 y C_2 representan los condensadores del lado de continua. Reemplazando las ecuaciones (4.3) y (4.4) en las ecuaciones (4.7) y (4.8), respectivamente, se obtiene las tensiones en los condensadores del lado de continua según las siguientes relaciones:

$$\frac{du_{dc1}(t)}{dt} = -\frac{m_a(t)}{C_1}i_{Ca}(t) \quad (4.9)$$

$$\frac{du_{dc2}(t)}{dt} = \frac{\overline{m_a}(t)}{C_2}i_{Ca}(t) \quad (4.10)$$

Partiendo de las ecuaciones (4.6), (4.9) y (4.10), se determina el modelo del sistema en espacio de estados, cuya ecuación de estado y ecuación de salida se presentan en (4.11).

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) \end{aligned} \quad (4.11)$$

Donde el vector de estados ($\mathbf{x}$) y el vector de entradas ($\mathbf{u}$) están dados por:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_{Ca}(t) & u_{dc1}(t) & u_{dc2}(t) \end{bmatrix}^T \quad ; \quad \mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} u_{sa}(t) \end{bmatrix}^T \quad (4.12)$$

La matriz de transición de estados ($\mathbf{A}$) está dada por:

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & \frac{m_a(t)}{L} & -\frac{\overline{m}_a(t)}{L} \\ -\frac{m_a(t)}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{\overline{m}_a(t)}{C_2} & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.13)$$

La matriz de salida ($\mathbf{C}$) está dada por:

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.14)$$

Y las matrices de entrada $\mathbf{B}$ y de transición directa $\mathbf{D}$ están dadas por:

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad ; \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (4.15)$$

Como se observa en la ecuación (4.13), el modelo del convertidor es función de las señales de conmutación de los interruptores de potencia, por lo que varía con el tiempo según el valor tomado por estas señales de conmutación. En este caso, los estados ($\mathbf{x}(t)$) corresponden a las tensiones en los condensadores del lado de continua (u_{dc1} y u_{dc2}) y a la corriente inyectada por el compensador (i_{Ca}). Por su lado, las señales de entrada ($\mathbf{u}(t)$) corresponden a la señal de tensión en el PCC (u_{sa}). Las señales de salida, corresponden a los mismos estados del sistema.

Finalmente, el modelo representado en espacio de estados se discretiza con el fin de obtener la representación del modelo en tiempo discreto, según la ecuación (4.16).

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{G}\mathbf{x}(k) + \mathbf{H}\mathbf{u}(k) \\ \mathbf{y}(k+1) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(k) + \mathbf{D}\mathbf{u}(k) \end{aligned} \quad (4.16)$$

Donde el vector de estados ($\mathbf{x}(k)$) y el vector de entradas ($\mathbf{u}(k)$) están dados por:

$$\mathbf{x}(k) = \begin{bmatrix} i_{Ca}(k) & u_{dc1}(k) & u_{dc2}(k) \end{bmatrix}^T \quad ; \quad \mathbf{u}(k) = \begin{bmatrix} u_{sa}(k) \end{bmatrix}^T \quad (4.17)$$

La matriz de transición de estados ($\mathbf{G}$) y la matriz de entrada ($\mathbf{H}$) para el modelo en espacio de estados discreto, se pueden calcular por medio de la aproximación presentada en las ecuaciones (4.18) y (4.19) [75], en donde T representa el periodo de muestreo e $\mathbf{I}$ es la matriz identidad cuyas dimensiones son iguales a las de la matriz de transición de estados $\mathbf{A}$. Según se observa $\mathbf{G}$ y $\mathbf{H}$ dependen del periodo de muestreo.

$$\mathbf{G}(T) = e^{\mathbf{A}T} \approx \mathbf{I} + \mathbf{A}T \quad (4.18)$$

$$\mathbf{H}(T) = \left(\int_0^T e^{\mathbf{A}\lambda} d\lambda \right) \mathbf{B} \quad (4.19)$$

Por lo tanto, de las ecuaciones (4.18) y (4.19) se obtienen la matriz de transición de estados ($\mathbf{G}$) y la matriz de entrada ($\mathbf{H}$) para el modelo en espacio de estados discreto:

$$\mathbf{G}(T) = \begin{pmatrix} 1 - \frac{RT}{L} & \frac{m_a(k)T}{L} & -\frac{\overline{m}_a(k)T}{L} \\ -\frac{m_a(k)T}{C_1} & 1 & 0 \\ \frac{\overline{m}_a(k)T}{C_2} & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.20)$$

$$\mathbf{H}(T) = \begin{pmatrix} \frac{RT^2}{2L^2} - \frac{T}{L} \\ \frac{m_a(k)T^2}{2LC_1} \\ -\frac{\overline{m}_a(k)T^2}{2LC_2} \end{pmatrix} \quad (4.21)$$

El modelo representado en espacio de estados discreto presentado en la Ecuación (4.16), puede ser implementado en un procesador de propósito general o en un DSP, entre otras plataformas de desarrollo digital. En este caso, las salidas de este modelo correspondientes a las tensiones en los condensadores del lado de continua (u_{dc1} y u_{dc2}) y a la corriente inyectada por el compensador (i_{Ca}) en el instante k , corresponden al estado del sistema. Además, la corriente resultante por la red de suministro se puede calcular para el instante k , como sigue:

$$i_{sa}(k) = i_{La}(k) - i_{Ca}(k) \quad (4.22)$$

Modelo considerando la topología correspondiente al inversor monofásico en puente completo

En este caso, se considera el circuito presentado en la Figura 4.2 cuya topología del convertidor de potencia corresponde a un inversor monofásico en puente completo. Para esta topología, solo se considera un solo condensador en el lado de continua cuya tensión se denota por $u_{dc}(t)$.

Las señales de conmutación de los interruptores de potencia S_1 , S_2 , S_3 y S_4 corresponden a $m_a(t)$, $\overline{m}_b(t)$, $m_b(t)$ y $\overline{m}_a(t)$, respectivamente. Según la notación utilizada, la señal de conmutación del interruptor S_4 es la negada del interruptor S_1 , y la señal de conmutación del interruptor S_2 es la negada del interruptor S_3 , garantizando que el lado de continua no se ponga en cortocircuito. Estas señales de conmutación siguen la lógica presentada en la ecuación (4.23).

$$m_a(t) = \begin{cases} 1 & \text{Interruptor } S_1 \text{ cerrado} \\ 0 & \text{Interruptor } S_4 \text{ cerrado} \end{cases} \quad ; \quad m_b(t) = \begin{cases} 1 & \text{Interruptor } S_3 \text{ cerrado} \\ 0 & \text{Interruptor } S_2 \text{ cerrado} \end{cases} \quad (4.23)$$

En la Tabla 4.1, se presentan los valores de la tensión a la salida del inversor ($u_{ab}(t)$) y de la corriente en el condensador del lado de continua ($i_{dc}(t)$) en función de las señales de conmutación de los interruptores,

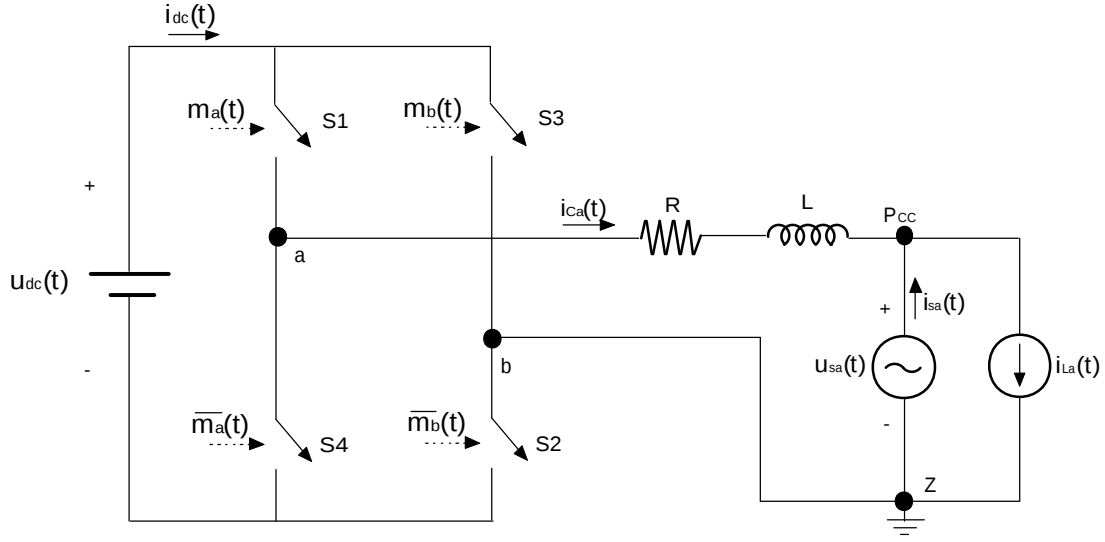


Figura 4.2: Circuito equivalente considerando la topología correspondiente al inversor monofásico en puente completo

de la tensión del lado de continua (u_{dc}) y de la corriente inyectada por el convertidor ($i_{Ca}(t)$).

Tabla 4.1: Señales de tensión y de corriente para el inversor monofásico en puente completo en función de las señales de conmutación.

$m_a(t)$	$m_b(t)$	$u_{ab}(t)$	$i_{dc}(t)$
1	1	0	0
1	0	$u_{dc}(t)$	$i_{Ca}(t)$
0	1	$-u_{dc}(t)$	$-i_{Ca}(t)$
0	0	0	0

Partiendo de la Tabla 4.1 y de la Figura 4.2, la tensión a la salida del inversor ($u_{ab}(t)$) y la corriente en el condensador del lado de continua ($i_{dc}(t)$) se pueden expresar como [74]:

$$u_{ab}(t) = [m_a(t) - m_b(t)]u_{dc}(t) \quad (4.24)$$

$$i_{dc}(t) = [m_a(t) - m_b(t)]i_{Ca}(t) \quad (4.25)$$

Por otro lado, de la Figura 4.2, se deduce la ecuación diferencial que modela el circuito, dada por:

$$L \frac{di_{Ca}(t)}{dt} + Ri_{Ca}(t) = u_{ab}(t) - u_{sa}(t) \quad (4.26)$$

Reemplazando (4.24) en (4.26), y ordenando los términos, se obtiene la ecuación para la corriente inyectada por el compensador:

$$\frac{di_{Ca}(t)}{dt} = -\frac{R}{L}i_{Ca}(t) + \frac{[m_a(t) - m_b(t)]}{L}u_{dc}(t) - \frac{1}{L}u_{sa}(t) \quad (4.27)$$

De la misma manera, a partir de la Figura 4.2, se encuentra la relación entre la tensión y la corriente en el lado de continua, dada por:

$$C \frac{du_{dc}(t)}{dt} = -i_{dc}(t) \quad (4.28)$$

Donde C representa el condensador del lado de continua. Reemplazando (4.25) en (4.28), se obtiene la tensión en el condensador del lado de continua:

$$\frac{du_{dc}(t)}{dt} = -\frac{[m_a(t) - m_b(t)]}{C}i_{Ca}(t) \quad (4.29)$$

Las ecuaciones (4.27) y (4.29) pueden ser expresadas en forma de espacio de estados de señales continuas, cuya ecuación de estado y ecuación de salida se presentan en (4.11). En este caso el vector de estados ($\mathbf{x}$) y el vector de entradas ($\mathbf{u}$) están dados por:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_{Ca}(t) & u_{dc}(t) \end{bmatrix}^T \quad ; \quad \mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} u_{sa}(t) \end{bmatrix}^T \quad (4.30)$$

La matriz de transición de estados ($\mathbf{A}$) está dada por:

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & \frac{[m_a(t) - m_b(t)]}{L} \\ -\frac{[m_a(t) - m_b(t)]}{C} & 0 \end{pmatrix} \quad (4.31)$$

La matriz de salida ($\mathbf{C}$) está dada por:

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.32)$$

Y las matrices de entrada $\mathbf{B}$ y de transición directa $\mathbf{D}$ están dadas por:

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}^T \quad ; \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (4.33)$$

En este modelo, los estados ($\mathbf{x}(t)$) corresponden a la tensión en el condensador del lado de continua (u_{dc}) y a la corriente inyectada por el compensador (i_{Ca}). Por su lado, la señal de entrada ($\mathbf{u}(t)$) corresponde a la señal de tensión en el PCC (u_{sa}). Las señales de salida, corresponden a los mismos estados del sistema.

Finalmente, el modelo en espacio de estados se discretiza por medio de la aproximación presentada en las ecuaciones (4.18) y (4.19), y se obtiene el modelo dado en la Ecuación (4.16), en donde el vector de estados ($\mathbf{x}(k)$) y el vector de entradas ($\mathbf{u}(k)$) están dados por:

$$\mathbf{x}(k) = \begin{bmatrix} i_{Ca}(k) & u_{dc}(k) \end{bmatrix}^T \quad ; \quad \mathbf{u}(k) = \begin{bmatrix} u_{sa}(k) \end{bmatrix}^T \quad (4.34)$$

Y las matrices de transición de estados ($\mathbf{G}$) y de entrada ($\mathbf{H}$) están dadas por:

$$\mathbf{G}(T) = \begin{pmatrix} 1 - \frac{RT}{L} & \frac{[m_a(k) - m_b(k)]T}{L} \\ -\frac{[m_a(k) - m_b(k)]T}{C} & 1 \end{pmatrix} \quad (4.35)$$

$$\mathbf{H}(T) = \begin{pmatrix} \frac{RT^2}{2L^2} - \frac{T}{L} \\ \frac{[m_a(k) - m_b(k)]T^2}{2LC} \end{pmatrix} \quad (4.36)$$

Este modelo discreto puede también ser implementado en una plataforma de desarrollo digital. Para este caso, las salidas corresponden a la tensión en el condensador del lado de continua (u_{dc}) y la corriente inyectada por el compensador (i_{Ca}) en el instante k . Además, la corriente resultante por la red de suministro se puede calcular para el instante k , también por la ecuación (4.22).

4.3 Modelo considerando la topología correspondiente al inversor trifásico en puente completo

En la Figura 4.3 se presenta el circuito equivalente del sistema considerando la topología correspondiente al inversor trifásico en puente completo. Para una mejor facilidad en el momento de desarrollar los modelos que representan el funcionamiento del convertidor de potencia, se consideran dos condensadores del mismo valor en el lado de continua, cada uno con una tensión de $u_{dc}(t)/2$. Sin embargo, estos dos condensadores equivalen a un solo condensador C con una tensión total $u_{dc}(t)$.

En este caso, las señales de conmutación de los interruptores S_1 , S_4 , S_3 , S_6 , S_5 y S_2 están dadas por $m_a(t)$, $\overline{m_a}(t)$, $m_b(t)$, $\overline{m_b}(t)$, $m_c(t)$ y $\overline{m_c}(t)$, respectivamente, donde $m_j(t)$ es la misma señal $\overline{m_j}(t)$ pero negada, para $j = a, b, c$. Por lo tanto, la señal $m_j(t)$ se relaciona con la señal $\overline{m_j}(t)$, por medio de la ecuación (4.37).

$$m_j(t) = 1 - \overline{m_j}(t) \quad (4.37)$$

La lógica que siguen estas señales de conmutación, se presenta en las ecuaciones (4.38), (4.39) y (4.40).

$$m_a(t) = \begin{cases} 1 & \text{Interruptor } S_1 \text{ cerrado} \\ 0 & \text{Interruptor } S_4 \text{ cerrado} \end{cases} \quad (4.38)$$

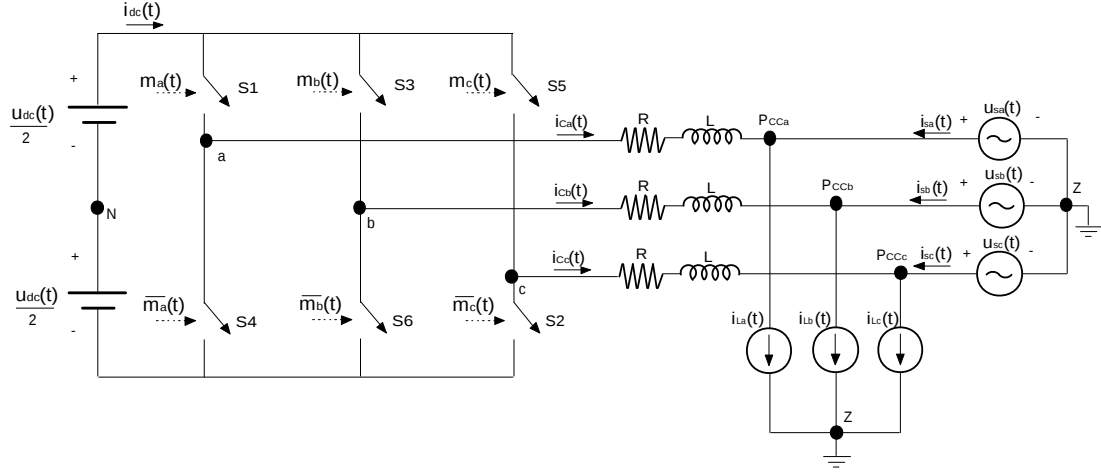


Figura 4.3: Circuito equivalente considerando la topología correspondiente al inversor trifásico en puente completo

$$m_b(t) = \begin{cases} 1 & \text{Interruptor } S_3 \text{ cerrado} \\ 0 & \text{Interruptor } S_6 \text{ cerrado} \end{cases} \quad (4.39)$$

$$m_c(t) = \begin{cases} 1 & \text{Interruptor } S_5 \text{ cerrado} \\ 0 & \text{Interruptor } S_2 \text{ cerrado} \end{cases} \quad (4.40)$$

Analizando el circuito de la Figura 4.3, se determinan las ecuaciones que relacionan la tensión a la salida de cada una de las ramas del inversor con respecto al punto medio del lado de continua ($u_{aN}(t)$, $u_{bN}(t)$ y $u_{cN}(t)$), con las señales de conmutación de los interruptores y con la tensión del lado de continua (u_{dc}). Estas ecuaciones se presentan en (4.41), para $j = a, b, c$ [76].

$$u_{jN}(t) = m_j(t) \frac{u_{dc}}{2} - \overline{m_j}(t) \frac{u_{dc}}{2} \quad (4.41)$$

Reemplazando (4.37) en la ecuación (4.41), se obtiene la siguiente relación para las tensiones a la salida del inversor, donde $j = a, b, c$ [76].

$$u_{jN}(t) = m_j(t) u_{dc} - \frac{u_{dc}}{2} \quad (4.42)$$

Ahora, las tensiones entre cada una de las fases del inversor y el neutro de la red, pueden ser expresadas según las ecuaciones (4.43), (4.44) y (4.45) [73].

$$u_{aZ}(t) = u_{aN}(t) - u_{ZN}(t) \quad (4.43)$$

$$u_{bZ}(t) = u_{bN}(t) - u_{ZN}(t) \quad (4.44)$$

$$u_{cZ}(t) = u_{cN}(t) - u_{ZN}(t) \quad (4.45)$$

Donde $u_{ZN}(t)$ corresponde a la tensión entre el neutro de la red y el punto medio del lado de continua. Sumando las ecuaciones (4.43), (4.44) y (4.45), se obtiene la siguiente relación [73]:

$$u_{aZ}(t) + u_{bZ}(t) + u_{cZ}(t) = u_{aN}(t) + u_{bN}(t) + u_{cN}(t) - 3u_{ZN}(t) \quad (4.46)$$

Por otro lado, a partir del circuito de la Figura 4.3, se pueden obtener las ecuaciones diferenciales que modelan el funcionamiento del circuito, las cuales estan dadas por:

$$u_{aZ}(t) = u_{sa}(t) + L \frac{di_{Ca}(t)}{dt} + Ri_{Ca}(t) \quad (4.47)$$

$$u_{bZ}(t) = u_{sb}(t) + L \frac{di_{Cb}(t)}{dt} + Ri_{Cb}(t) \quad (4.48)$$

$$u_{cZ}(t) = u_{sc}(t) + L \frac{di_{Cc}(t)}{dt} + Ri_{Cc}(t) \quad (4.49)$$

Como en este caso el convertidor no tiene un punto de retorno para componentes de corriente homopolar, la suma de las corrientes inyectadas por el compensador por las tres fases es nula ($i_{Ca} + i_{Cb} + i_{Cc} = 0$). Por lo tanto, sumando las ecuaciones (4.47), (4.48) y (4.49), se obtiene la siguiente relación:

$$u_{aZ}(t) + u_{bZ}(t) + u_{cZ}(t) = u_{as}(t) + u_{bs}(t) + u_{cs}(t) \quad (4.50)$$

Relacionando los resultados obtenidos en las ecuaciones (4.46) y (4.50), la tensión entre el neutro de la red y el punto medio del lado de continua puede ser expresada según la ecuación (4.51). Si observamos, esta tensión esta compuesta por la componente homopolar de las tensiones a la salida del inversor con respecto al punto medio del lado de continua ($u_0(t)$) y por la componente homopolar de las tensiones en el PCC ($u_{s0}(t)$) [73].

$$u_{ZN} = \underbrace{\frac{[u_{aN}(t) + u_{bN}(t) + u_{cN}(t)]}{3}}_{u_0(t)} - \underbrace{\frac{[u_{sa}(t) + u_{sb}(t) + u_{sc}(t)]}{3}}_{u_{s0}(t)} \quad (4.51)$$

Reemplazando el resultado de la ecuacion (4.42) en la ecuación (4.51), se obtiene una expresión para $u_{ZN}(t)$ en función de las señales de conmutación de los interruptores, de la tensión del lado de continua y de las tensiones en el PCC:

$$u_{ZN}(t) = \frac{[m_a(t) + m_b(t) + m_c(t)]}{3} u_{dc}(t) - \frac{3}{2} u_{dc}(t) - \frac{[u_{as}(t) + u_{bs}(t) + u_{cs}(t)]}{3} \quad (4.52)$$

Operando las ecuaciones (4.52), (4.47) y (4.43), se obtiene la expresión para la corriente inyectada por el compensador para la fase a :

$$\frac{di_{Ca}(t)}{dt} = -\frac{R}{L} i_{Ca}(t) + \frac{1}{L} \left(\frac{2}{3} m_a(t) - \frac{1}{3} m_b(t) - \frac{1}{3} m_c(t) \right) u_{dc}(t) + \frac{u_{dc}(t)}{L} - \frac{2}{3L} u_{sa}(t) + \frac{[u_{sb}(t) + u_{sc}(t)]}{3L} \quad (4.53)$$

De la misma manera, operando las ecuaciones (4.52), (4.48) y (4.44), se obtiene la expresión para la corriente inyectada por el compensador para la fase b :

$$\frac{di_{Cb}(t)}{dt} = -\frac{R}{L} i_{Cb}(t) + \frac{1}{L} \left(\frac{2}{3} m_b(t) - \frac{1}{3} m_a(t) - \frac{1}{3} m_c(t) \right) u_{dc}(t) + \frac{u_{dc}(t)}{L} - \frac{2}{3L} u_{sb}(t) + \frac{[u_{sa}(t) + u_{sc}(t)]}{3L} \quad (4.54)$$

Y la corriente inyectada por el compensador para la fase c , esta dada por:

$$i_{Cc}(t) = -i_{Ca}(t) - i_{Cb}(t) \quad (4.55)$$

Ahora, para determinar la expresión para la tensión del lado de continua, primero se determina la ecuación que relaciona la corriente en el lado de continua ($i_{dc}(t)$), con las corrientes inyectadas por el compensador y con las señales de conmutación de los interruptores, según:

$$i_{dc}(t) = m_a(t) i_{Ca}(t) + m_b(t) i_{Cb}(t) + m_c(t) i_{Cc}(t) \quad (4.56)$$

Reemplazando (4.55) en la ecuación (4.56), se obtiene:

$$i_{dc}(t) = [m_a(t) - m_c(t)] i_{Ca}(t) + [m_b(t) - m_c(t)] i_{Cb}(t) \quad (4.57)$$

A partir del circuito de la Figura 4.3, se obtiene la ecuación que relaciona la tensión y la corriente en el lado de continua:

$$C \frac{du_{dc}(t)}{dt} = -i_{dc}(t) \quad (4.58)$$

Reemplazando (4.57) en (4.58), se obtiene la ecuación para la tensión del lado de continua:

$$\frac{du_{dc}}{dt} = -\frac{[m_a(t) - m_c(t)]}{C} i_{Ca}(t) - \frac{[m_b(t) - m_c(t)]}{C} i_{Cb}(t) \quad (4.59)$$

Las ecuaciones (4.53), (4.54) y (4.59) pueden ser expresadas en forma de espacio de estados de señales continuas, cuya ecuación de estado y ecuación de salida se presentan en (4.11). En este caso el vector de estados ($\mathbf{x}$) y el vector de entradas ($\mathbf{u}$) están dados por:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_{Ca}(t) & i_{Cb}(t) & u_{dc}(t) \end{bmatrix}^T \quad ; \quad \mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} u_{sa}(t) & u_{sb}(t) & u_{sc}(t) \end{bmatrix}^T \quad (4.60)$$

La matriz de transición de estados (**A**) esta dada por:

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & \frac{1}{L} \left(\frac{2}{3}m_a(t) - \frac{1}{3}m_b(t) - \frac{1}{3}m_c(t) + 1 \right) \\ 0 & -\frac{R}{L} & \frac{1}{L} \left(\frac{2}{3}m_b(t) - \frac{1}{3}m_a(t) - \frac{1}{3}m_c(t) + 1 \right) \\ -\frac{[m_a(t)-m_c(t)]}{C} & -\frac{[m_b(t)-m_c(t)]}{C} & 0 \end{pmatrix} \quad (4.61)$$

La matriz de entrada (**B**) esta dada por:

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} -\frac{2}{3L} & \frac{1}{3L} & \frac{1}{3L} \\ \frac{1}{3L} & -\frac{2}{3L} & \frac{1}{3L} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.62)$$

La matriz de salida (**C**) está dada por:

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.63)$$

Y la matriz de transición directa (**D**) corresponde a una matriz de ceros de dimension 4x3.

En este modelo, los estados ($\mathbf{x}(t)$) corresponden a: la tension en el condensador del lado de continua (u_{dc}) y a las corrientes inyectadas por el compensador para las fases a y b (i_{Ca} , i_{Cb}). Por su lado, las señales de entrada ($\mathbf{u}(t)$) corresponden a las señales de tensión en el PCC (u_{sa} , u_{sb} , u_{sc}). Las señales de salida, corresponden a los mismos estados del sistema y se adiciona la señal de corriente inyectada por el compensador para la fase c (i_{Cc}).

Finalmente, el modelo en espacio de estados se discretiza por medio de la aproximación presentada en las ecuaciones (4.18) y (4.19), y se obtiene el modelo dado en la ecuación (4.16), en donde el vector de estados ($\mathbf{x}(k)$) y el vector de entradas ($\mathbf{u}(k)$) estan dados por:

$$\mathbf{x}(k) = \begin{bmatrix} i_{Ca}(k) & i_{Cb}(k) & u_{dc}(k) \end{bmatrix}^T \quad ; \quad \mathbf{u}(k) = \begin{bmatrix} u_{sa}(k) & u_{sb}(k) & u_{sc}(k) \end{bmatrix}^T \quad (4.64)$$

Y la matriz de transición de estados (**G**) y la matriz de entrada (**H**) estan dadas por:

$$\mathbf{G}(T) = \begin{pmatrix} 1 - \frac{RT}{L} & 0 & \frac{1}{L} \left(\frac{2}{3}m_a(t) - \frac{1}{3}m_b(t) - \frac{1}{3}m_c(t) + 1 \right) \\ 0 & 1 - \frac{RT}{L} & \frac{1}{L} \left(\frac{2}{3}m_b(t) - \frac{1}{3}m_a(t) - \frac{1}{3}m_c(t) + 1 \right) \\ -\frac{[m_a(t)-m_c(t)]T}{C} & -\frac{[m_b(t)-m_c(t)]T}{C} & 1 \end{pmatrix} \quad (4.65)$$

$$\mathbf{H}(T) = \begin{pmatrix} \frac{RT^2}{3L^2} - \frac{2T}{3L} & \frac{T}{3L} - \frac{RT^2}{6L^2} & \frac{T}{3L} - \frac{RT^2}{6L^2} \\ \frac{T}{3L} - \frac{RT^2}{6L^2} & \frac{RT^2}{3L^2} - \frac{2T}{3L} & \frac{T}{3L} - \frac{RT^2}{6L^2} \\ \frac{T^2[2m_a(t)-m_b(t)-m_c(t)]}{6LC} & \frac{T^2[2m_b(t)-m_a(t)-m_c(t)]}{6LC} & \frac{T^2[-m_a(t)-m_b(t)+2m_c(t)]}{6LC} \end{pmatrix} \quad (4.66)$$

Finalmente, las corriente resultante por la red de suministro se pueden calcular para el instante k , por la ecuacion (4.67), para $j = a, b, c$.

$$i_{sj}(k) = i_{Lj}(k) - i_{Cj}(k) \quad (4.67)$$

4.4 Modelo considerando la topología correspondiente al inversor trifásico con condensador repartido

Con el fin de determinar las ecuaciones que representan el funcionamiento del circuito considerando la topología correspondiente al inversor trifásico con condensador repartido, se considera el circuito presentado en la Figura 4.4.

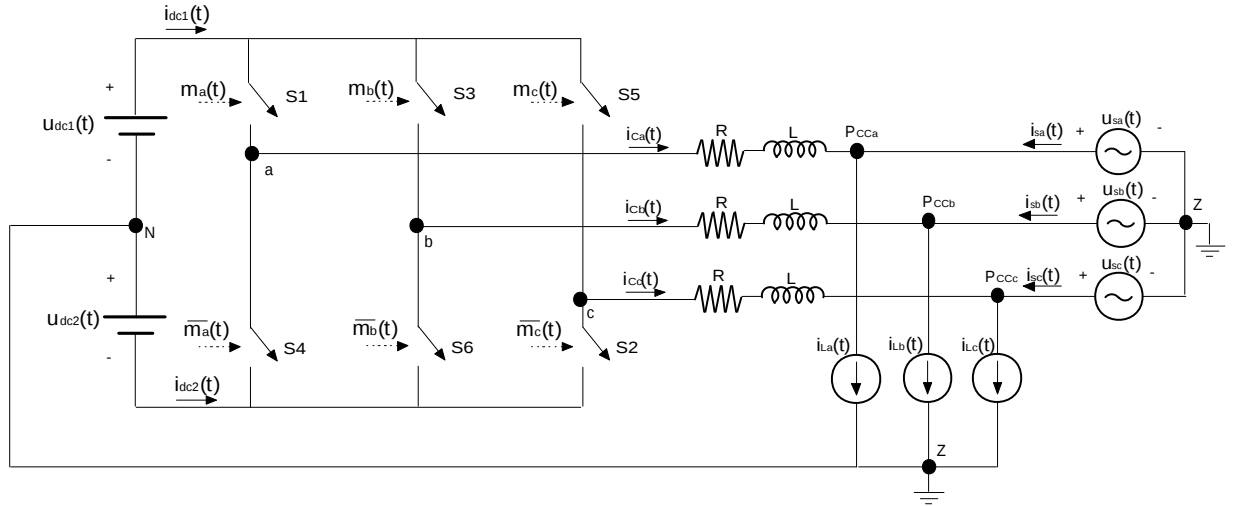


Figura 4.4: Circuito equivalente considerando la topología correspondiente al inversor trifásico con condensador repartido

Para esta topología, las señales de conmutación de los interruptores de potencia son las mismas que para el caso de la topología correspondiente al inversor trifásico en puente completo. Además, la lógica que siguen estas señales es la misma y está dada por las ecuaciones (4.38), (4.39) y (4.40). La única diferencia entre estas dos topologías, es que la correspondiente al inversor trifásico con condensador repartido tiene una conexión entre el punto medio del lado de continua y el neutro de la red, por tal motivo, esta topología

ofrece un camino de retorno para componentes de corriente de secuencia homopolar.

Analizando el circuito de la Figura 4.4, las tensiones a la salida de cada una de las ramas del inversor con respecto al punto medio del lado de continua ($u_{aN}(t)$, $u_{bN}(t)$ y $u_{cN}(t)$) se pueden relacionar con las señales de conmutación de los interruptores y con las tensiones del lado de continua (u_{dc1} y u_{dc2}), tal como se muestra en la ecuación (4.68), para $j = a, b, c$ [74].

$$u_{jN}(t) = m_j(t)u_{dc1} - \overline{m_j}(t)u_{dc2} \quad (4.68)$$

Además, las corrientes en los condensadores del lado de continua ($i_{dc1}(t)$ y $u_{dc2}(t)$) se pueden expresar en función de las señales de conmutaciones y de las corrientes inyectadas por el compensador según las ecuaciones (4.69) y (4.70).

$$i_{dc1}(t) = m_a(t)i_{Ca} + m_b(t)i_{Cb} + m_c(t)i_{Cc} \quad (4.69)$$

$$i_{dc2}(t) = \overline{m_a}(t)i_{Ca} + \overline{m_b}(t)i_{Cb} + \overline{m_c}(t)i_{Cc} \quad (4.70)$$

Por otro lado, analizando el circuito de la Figura 4.4 se obtienen las ecuaciones diferenciales que representan el funcionamiento del circuito, las cuales se presentan en (4.71), para $j = a, b, c$.

$$L \frac{di_{Cj}(t)}{dt} + Ri_{Cj}(t) = u_{jN}(t) - u_{sj}(t) \quad (4.71)$$

Operando las ecuaciones (4.68) y (4.71), se obtienen las expresiones para las corrientes inyectadas por el compensador, las cuales se presentan en la ecuación (4.72), para $j = a, b, c$.

$$\frac{di_{Cj}(t)}{dt} = -\frac{R}{L}i_{Cj}(t) + \frac{m_j(t)}{L}u_{dc1}(t) - \frac{\overline{m_j}(t)}{L}u_{dc2}(t) - \frac{u_{sj}(t)}{L} \quad (4.72)$$

Con el fin de determinar las expresiones para las tensiones en los condensadores del lado de continua, se parte de las ecuaciones que relacionan las tensiones y corrientes en el lado de continua, presentadas en las ecuaciones (4.73) y (4.74).

$$C_1 \frac{du_{dc1}(t)}{dt} = -i_{dc1}(t) \quad (4.73)$$

$$C_2 \frac{du_{dc2}(t)}{dt} = -i_{dc2}(t) \quad (4.74)$$

Operando las ecuaciones (4.69), (4.70), (4.73) y (4.74), se obtienen las expresiones para las tensiones del lado de continua:

$$\frac{du_{dc1}(t)}{dt} = -\frac{[m_a(t)i_{Ca}(t) + m_b(t)i_{Cb}(t) + m_c(t)i_{Cc}(t)]}{C_1} \quad (4.75)$$

$$\frac{du_{dc2}(t)}{dt} = \frac{[\overline{m}_a(t)i_{Ca}(t) + \overline{m}_b(t)i_{Cb}(t) + \overline{m}_c(t)i_{Cc}(t)]}{C_2} \quad (4.76)$$

Las ecuaciones (4.72), (4.75) y (4.76) se pueden expresar en forma de espacio de estados, cuya ecuación de estado y ecuación de salida se presentan en (4.11). En este caso el vector de estados ($\mathbf{x}$) y el vector de entradas ($\mathbf{u}$) están dados por:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_{Ca}(t) & i_{Cb}(t) & i_{Cc}(t) & u_{dc1}(t) & u_{dc2}(t) \end{bmatrix}^T ; \quad \mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} u_{sa}(t) & u_{sb}(t) & u_{sc}(t) \end{bmatrix}^T \quad (4.77)$$

La matriz de transición de estados ($\mathbf{A}$) esta dada por:

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & \frac{m_a(t)}{L} & -\frac{\overline{m}_a(t)}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & \frac{m_b(t)}{L} & -\frac{\overline{m}_b(t)}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & \frac{m_c(t)}{L} & -\frac{\overline{m}_c(t)}{L} \\ -\frac{m_a(t)}{C_1} & -\frac{m_b(t)}{C_1} & -\frac{m_c(t)}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{\overline{m}_a(t)}{C_2} & \frac{\overline{m}_b(t)}{C_2} & \frac{\overline{m}_c(t)}{C_2} & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.78)$$

La matriz de entrada ($\mathbf{B}$) esta dada por:

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} \end{pmatrix} \quad (4.79)$$

La matriz de salida ($\mathbf{C}$) es igual a la matriz identidad de dimension 5x5:

$$\mathbf{C} = \mathbf{I}_{5 \times 5} \quad (4.80)$$

Y la matriz de transición directa ($\mathbf{D}$) corresponde a una matriz de ceros de dimension 5x3.

En este caso, los estados del modelo ($\mathbf{x}(t)$) corresponden a: las tensiones en los condensadores del lado de continua (u_{dc1} y u_{dc2}) y a las corrientes inyectadas por el compensador para las tres fases (i_{Ca} , i_{Cb} e i_{Cc}). Por su lado, las señales de entrada ($\mathbf{u}(t)$) corresponden a las señales de tensión en el PCC (u_{sa} , u_{sb} , u_{sc}). Las señales de salida, corresponden a los mismos estados del sistema.

Finalmente, el modelo en espacio de estados se discretiza por medio de la aproximación presentada en las ecuaciones (4.18) y (4.19), y se obtiene el modelo dado en la ecuación (4.16), en donde el vector de estados ($\mathbf{x}(k)$) y el vector de entradas ($\mathbf{u}(k)$) estan dados por:

$$\mathbf{x}(k) = \begin{bmatrix} i_{Ca}(k) & i_{Cb}(k) & i_{Cc}(k) & u_{dc1}(k) & u_{dc2}(k) \end{bmatrix}^T ; \quad \mathbf{u}(k) = \begin{bmatrix} u_{sa}(k) & u_{sb}(k) & u_{sc}(k) \end{bmatrix}^T \quad (4.81)$$

Y la matriz de transición de estados ($\mathbf{G}$) y la matriz de entrada ($\mathbf{H}$) están dadas por:

$$\mathbf{G}(T) = \begin{pmatrix} 1 - \frac{RT}{L} & 0 & 0 & \frac{m_a(k)T}{L} & -\frac{\overline{m}_a(k)T}{L} \\ 0 & 1 - \frac{RT}{L} & 0 & \frac{m_b(k)T}{L} & -\frac{\overline{m}_b(k)T}{L} \\ 0 & 0 & 1 - \frac{RT}{L} & \frac{m_c(k)T}{L} & -\frac{\overline{m}_c(k)T}{L} \\ -\frac{m_a(k)T}{C_1} & -\frac{m_b(k)T}{C_1} & -\frac{m_c(k)T}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{\overline{m}_a(k)T}{C_2} & \frac{\overline{m}_b(k)T}{C_2} & \frac{\overline{m}_c(k)T}{C_2} & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.82)$$

$$\mathbf{H}(T) = \begin{pmatrix} \frac{RT^2}{2L^2} - \frac{T}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{RT^2}{2L^2} - \frac{T}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{RT^2}{2L^2} - \frac{T}{L} \\ \frac{m_a(k)T^2}{2C_1L} & \frac{m_b(k)T^2}{2C_1L} & \frac{m_c(k)T^2}{2C_1L} \\ -\frac{\overline{m}_a(k)T^2}{2C_2L} & -\frac{\overline{m}_b(k)T^2}{2C_2L} & -\frac{\overline{m}_c(k)T^2}{2C_2L} \end{pmatrix} \quad (4.83)$$

Finalmente, las corriente resultante por la red de suministro se pueden calcular también para el instante k , por la ecuacion (4.67), para $j = a, b, c$.

4.5 Modelos promediados

Los modelos presentados anteriormente para representar el funcionamiento del DSTATCOM, del equivalente del sistema de distribución y de la carga, son función de las señales de conmutación de los interruptores de potencia. Cuando el simulador no puede seguir los cambios de estado de las señales de conmutación, debido a que el paso de la simulación no puede ser lo suficientemente pequeño ¹, se puede optar por el uso de modelos promediados del sistema [74].

El modelo promediado del sistema considera en vez de las señales de conmutación, la información de los ciclos de trabajo de cada una de estas señales para cada paso o intervalo en el cual se ejecuta la simulación en tiempo real (T) [74]. A manera de ejemplo, considere la Figura 4.5, en la cual se presenta la tensión de salida en la fase a con respecto al punto medio del lado de continua, para un periodo de la simulación en tiempo real (T), considerando el circuito de la Figura 4.1. En esta figura, se supuso que las tensiones en el lado de continua permanecían constantes en el periodo comprendido entre 0 y T .

¹Debido a las especificaciones de la plataforma digital donde se implementa el simulador

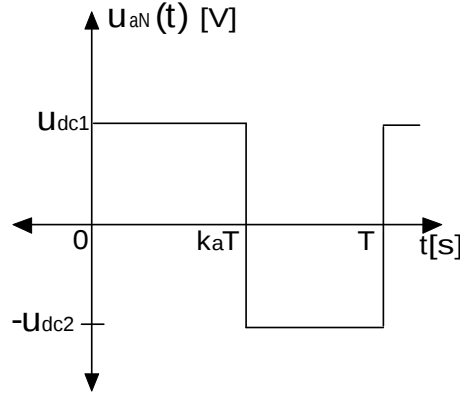


Figura 4.5: Tensión de salida en la fase a para un periodo de la simulación en tiempo real T

En este caso, la señal de conmutación $m_a(t)$ esta dada por la ecuación (4.84), para el intervalo de tiempo comprendido entre 0 y T .

$$m_a(t) = \begin{cases} 1 & \text{para } 0 < t < k_a T \\ 0 & \text{para } k_a T < t < T \end{cases} \quad (4.84)$$

Según la ecuación (4.84), la variable k_a corresponde al ciclo de trabajo de la señal de conmutación $m_a(t)$ en un periodo de ejecución de la simulación en tiempo real. Esta variable representa el porcentaje de tiempo con respecto al periodo T , en el cual la señal de conmutación $m_a(t)$ esta activa o toma un valor de 1. Por lo tanto, k_a solo puede tomar valores entre 0 y 1.

Utilizando esta nueva variable k_a , es posible encontrar la tensión promedio a la salida del inversor para la fase a en el intervalo de tiempo comprendido entre 0 y T , la cual está dada por:

$$\bar{u}_{aN}(k) = \frac{u_{dc1}k_a T - u_{dc2}(1 - k_a)T}{T} \quad (4.85)$$

Simplificando la ecuación (4.85), se obtiene:

$$\bar{u}_{aN}(k) = u_{dc1}k_a - u_{dc2}(1 - k_a) \quad (4.86)$$

Si se compara la ecuación (4.86), con la ecuación (4.2) obtenida anteriormente al calcular el modelo para el inversor monofásico con condensador repartido, se puede concluir que las dos ecuaciones son similares y es posible realizar un cambio de variables, en el cual, las señales de conmutación son intercambiadas por los ciclos de trabajo de estas mismas señales para cada intervalo de ejecución de la simulación en tiempo real, tal como se presenta en la ecuación (4.87). Al intercambiar estas variables, la salida de la ecuación (4.86) corresponderá al valor promedio de la tensión entre la fase a y el punto medio del lado de continua.

$$m_a(kT) = k_a(kT) \quad ; \quad \overline{m_a}(kT) = 1 - k_a(kT) \quad ; \quad \text{para } k = 0, 1, 2, 3... \quad (4.87)$$

La anterior relación también se puede utilizar para las otras señales de conmutación $m_b(t)$ y $m_c(t)$, las cuales se intercambiarían por el ciclo de trabajo para estas señales k_b y k_c , respectivamente. De esta manera, a la salida de cada uno de los modelos desarrollados en las secciones anteriores se obtendría el valor promedio de las señales de tensión y de corriente consideradas en cada una de las topologías, para cada periodo de la simulación en tiempo real.

Simulación en tiempo real

En este capítulo se muestra el esquema general del simulador en tiempo real del DSTATCOM y se presentan cada una de las etapas que lo conforman, así como la forma de comunicación entre ellas. Además, se describe la implementación de los modelos que representan el funcionamiento del sistema en la tarjeta de control d-SPACE 1104 y de las estrategias de control del DSTATCOM en el DSP (Digital Signal Processor) TMS320F2812 de Texas Instruments. Finalmente se presentan los resultados de la simulación en tiempo real del DSTATCOM para la topología correspondiente al inversor trifásico con condensador repartido, los cuales se comparan con simulaciones realizadas en Matlab/Simulink.

5.1 Generalidades

Las estrategias de control de los dispositivos *Custom Power* de tipo compensación, muchas de las cuales han sido presentadas y analizadas en los capítulos anteriores, son implementadas generalmente en microcontroladores, procesadores de propósito general, en FPGAs (*Field Programmable Gate Array*) o en procesadores digitales de señales (DSP, *Digital Signal Processors*), los cuales permiten realizar el procesamiento de los datos lo suficientemente rápido, tal que el compensador funcione adecuadamente [45].

En este orden de ideas, en muchas ocasiones resulta necesario el uso o el desarrollo de una herramienta que permita evaluar el funcionamiento de estas estrategias de control y validar la viabilidad de su implementación en un compensador real, así como determinar las opciones de compensación que ofrece el dispositivo y detectar cualquier problema asociado a las estrategias de control o a la topología del compensador. El principal propósito de esta herramienta es poder evaluar todas estas variables antes de realizar la implementación física del compensador con el fin de reducir costos, tiempo y apoyar el desarrollo y futuros avances de esta tecnología de compensación [19–21].

En general, existen varios métodos los cuales pueden ser empleados para este propósito. Entre estos métodos se encuentran [20, 21, 77]:

- Simulación del compensador mediante herramientas de software especializadas como ATP, PSCAD, MATLAB/Simulink y PSIM, entre otros. Sin embargo, estas herramientas no permiten validar la posible implementación de las estrategias de control en un compensador real.
- Implementación de un prototipo a pequeña escala del compensador.
- Simulación en tiempo real del compensador.

De los tres métodos mencionados anteriormente, en este trabajo de maestría se desarrolla un simulador en tiempo real para el DSTATCOM. Uno de los aspectos más importantes del simulador, es el hecho de que tiene en cuenta tanto los tiempos de retardo de las operaciones que involucran adquisición y conversión de datos, como los tiempos reales de ejecución de las estrategias de control cuando estas son implementadas en un procesador de señales o en una plataforma de desarrollo digital. Por lo tanto, este método de simulación posibilita no solo validar la viabilidad de la implementación de los algoritmos de control en un compensador real, sino que también permite realizar estudios de compensación con una aproximación muy cercana a la realidad, para diferentes estrategias de control, topologías del convertidor de potencia, condiciones de operación del sistema y de la carga. Para ésto, entre las principales tareas que se presentan al momento de diseñar e implementar esta herramienta se encuentran: la necesidad de encontrar modelos que permitan simular en tiempo real adecuadamente el compensador, el equivalente del sistema de distribución y de

la carga, la solución numérica de estos modelos lo cual puede requerir de procesadores digitales de alta velocidad y finalmente la forma de operación y comunicación entre las diferentes etapas que conforman el simulador [19, 20, 78].

5.2 Esquema general del simulador en tiempo real del DSTATCOM

En general, la simulación en tiempo real de un DSTATCOM consiste en implementar el sistema de control del dispositivo en una plataforma de desarrollo digital, la cual se interconecta con otro sistema encargado de realizar la simulación en tiempo real del convertidor de potencia del compensador, del equivalente del sistema de distribución y de la carga. Este último sistema, también es implementado en una plataforma de desarrollo digital, en la cual, se deben resolver las ecuaciones que representan tanto el modelo del convertidor de potencia del DSTATCOM, como el comportamiento del sistema en general, con el fin de encontrar el estado de las variables del sistema para cada intervalo de tiempo en el cual se realiza la simulación. En la Figura 5.1, se puede observar el esquema general propuesto en este trabajo para realizar la simulación en tiempo real del DSTATCOM [74].

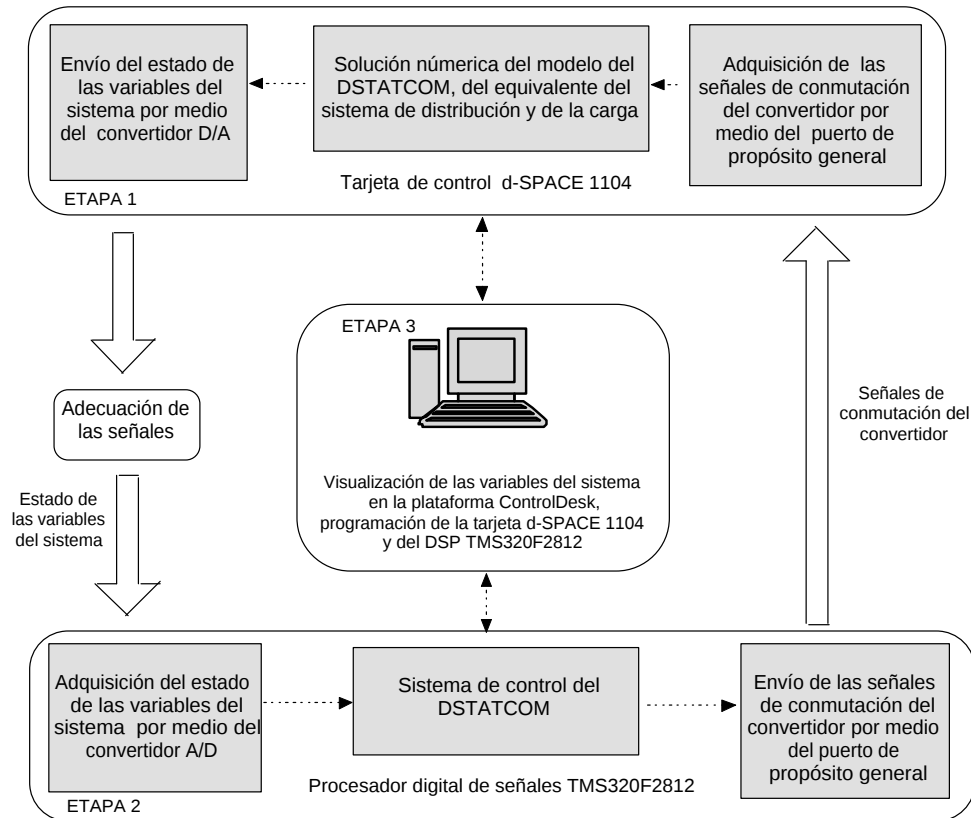


Figura 5.1: Esquema general para la simulación en tiempo real del DSTATCOM

El sistema utilizado para realizar la simulación en tiempo real está compuesto por tres etapas, las cuales se comunican entre si con el fin de lograr representar el funcionamiento de todo el dispositivo.

La primera etapa del simulador es implementada en la tarjeta de control d-SPACE 1104, cuyas especificaciones se presentan más adelante. Esta etapa tiene como función recibir las señales de disparo provenientes de la segunda etapa por medio del puerto de propósito general. Posteriormente, a partir de estas señales de conmutación, se realiza la solución numérica de las ecuaciones que representan el funcionamiento del convertidor de potencia del DSTATCOM, del equivalente del sistema de distribución y de la carga a la cual el compensador es conectado. Finalmente, la solución numérica correspondiente al estado de las variables del sistema (tensiones y corrientes) es enviada a la etapa 2, por medio del convertidor digital/analógico (D/A) de la d-SPACE. Todas estas funciones deben ser realizadas en cada intervalo de tiempo en el cual se realiza la simulación (paso de la simulación), la cual es ejecutada en tiempo real.

La segunda etapa correspondiente al sistema de control del dispositivo, es implementada en el DSP de referencia TMS320F2812 de *Texas Instruments*, cuyas especificaciones se exponen posteriormente. La primera función realizada por esta etapa es la adquisición de las señales correspondientes al estado de las variables del sistema provenientes de la etapa 1, por medio del convertidor analógico/digital (A/D) del DSP. Posteriormente, se ejecutan las estrategias de control del DSTATCOM (cálculo de la corriente de referencia, control del bus de continua y control del convertidor de potencia) con el fin de obtener finalmente las señales de conmutación de los interruptores de potencia del convertidor. Estas señales de conmutación son enviadas a la etapa 1, por medio del puerto de propósito general del DSP.

Por su lado, la etapa 3 del simulador es llevada a cabo por medio de un computador. Esta etapa está encargada de la visualización de las variables del sistema (tensiones y corrientes) en tiempo real, para lo cual se utiliza el programa de aplicación ofrecido por la tarjeta d-SPACE, denominado *ControlDesk*. Este programa permite supervisar y controlar desde el computador, las señales del sistema que es ejecutado en tiempo real en la d-SPACE. Además, esta tercera etapa también se utiliza para programar la tarjeta de control d-SPACE 1104 y el DSP TMS320F2812, así como para controlar la ejecución de los programas ejecutados en estas tarjetas.

A continuación se presenta la forma de comunicación entre las etapas y una descripción detallada de cada una de ellas. Además, se exponen los resultados obtenidos de realizar la simulación en tiempo real del DSTATCOM para la topología correspondiente al inversor trifásico de condensador repartido.

5.3 Comunicación entre las etapas y esquemas de interconexión

Como se mencionó anteriormente, en este trabajo de maestría se implementó la simulación en tiempo real para la topología correspondiente al inversor trifásico con condensador repartido. Para esta topología, se requiere el envío de diez señales correspondientes al estado del sistema desde la d-SPACE al DSP, en cada periodo de la simulación en tiempo real. Debido a que la tarjeta de control d-SPACE 1104 solo ofrece 8 salidas digitales-analógicas (D/A), se propusieron dos esquemas para la interconexión entre las etapas. Estos esquemas dependen de la forma en como se realiza el envío y la adquisición de señales entre las etapas y del orden en el que se ejecutan las diferentes tareas del simulador y del sistema de control. A continuación se describen los dos esquemas implementados.

5.3.1 Esquema 1: Ejecución de tareas en paralelo

Este esquema permite simular de forma muy cercana a la realidad el funcionamiento de un compensador real, debido a que el sistema de control es implementado de la misma manera como se realizaría para un compensador real. Por lo tanto, es posible evaluar la viabilidad de la implementación de los algoritmos de control en un compensador real, así como analizar el funcionamiento de las estrategias de control y de la topología del convertidor de potencia, realizando estudios de compensación con una aproximación muy cercana a la realidad.

El esquema de interconexión y de ejecución de tareas se presenta en la Figura 5.2. En este caso, las tareas de la etapa 1 y de la etapa 2 son ejecutadas en paralelo por la tarjeta de control d-SPACE y por el DSP, respectivamente. Las tareas de la etapa 1 son ejecutadas cada ΔT (paso de la simulación en tiempo real del DSTATCOM), mientras que las tareas de la etapa 2 se llevan a cabo cada T_s (paso del sistema de control). De acuerdo al DSP utilizado en este trabajo, el paso en que se ejecuta el sistema de control (T_s) es mayor que el de la simulación en tiempo real, debido a que el DSP no tiene la capacidad de ejecutar las tareas de la etapa 2 en un intervalo menor de tiempo. En este caso, se utilizó un paso para el sistema de control de $T_s = 3\Delta T$

Como la d-SPACE 1104 solo ofrece 8 salidas digitales-analógicas (D/A), las señales enviadas de la etapa 1 a la etapa 2 corresponden a: las tensiones del PCC para las fases a y b (u_a y u_b), la tensión total del bus de continua (u_{dc}), las corrientes demandadas por la carga para las fases a y b (i_{La} y i_{Lb}) y las corrientes inyectadas por el compensador para las tres fases (i_{Ca} , i_{Cb} e i_{Cc}), según se observa en la Figura 5.2.

Según lo anterior, este esquema debe operar bajo las siguientes condiciones. En primer lugar, se debe trabajar con tensiones en el PCC ideales (balanceadas y sin distorsión) con el fin de que el sistema de control pueda realizar el cálculo de la tensión en el PCC para la fase c (u_c) a partir de la información

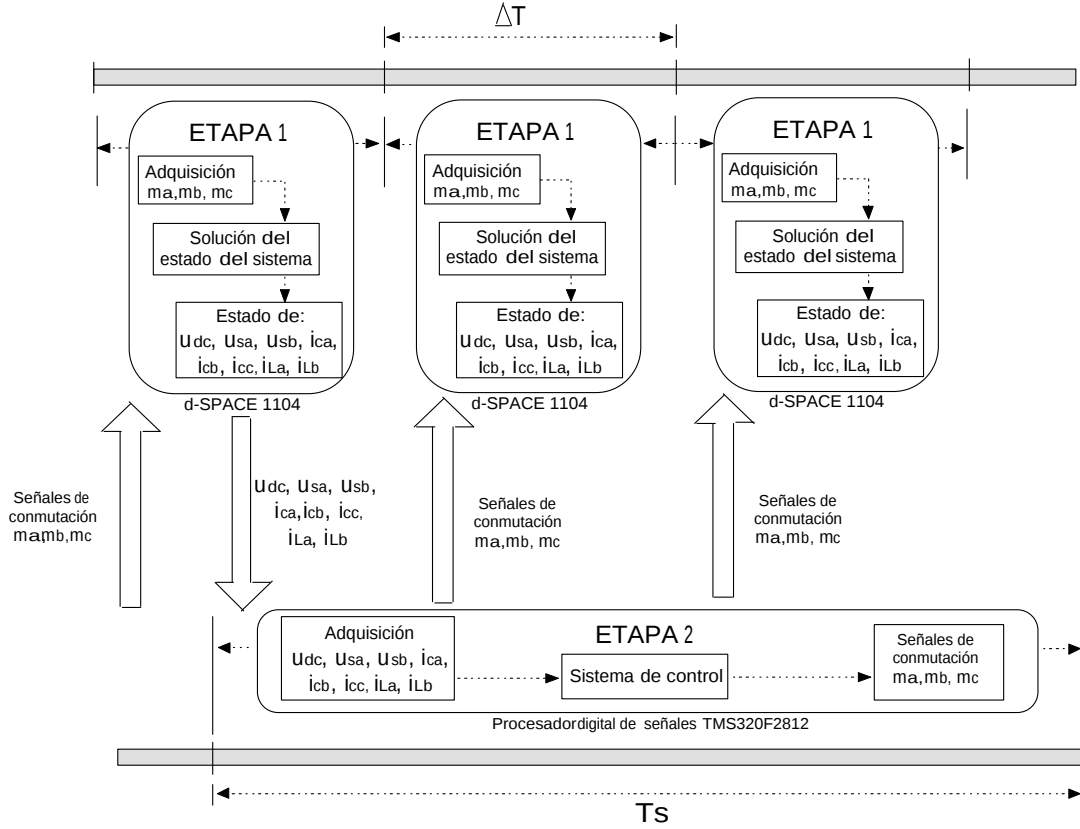


Figura 5.2: Esquema 1. Ejecución de tareas en paralelo

enviada para las otras dos fases ($u_c = -u_a - u_b$). Además, se debe trabajar con corrientes demandadas por la carga sin componente homopolar, con el fin de que el sistema de control pueda calcular la corriente de la carga para la fase c (i_{Lc}), a partir de la información de las corrientes para las otras dos fases ($i_{Lc} = -i_{La} - i_{Lb}$). Igualmente, el algoritmo de control para la tensión del lado de continua no puede realizar un control independiente para la tensión de cada condensador del lado de continua, ya que solo se envía la información de la tensión total del bus de continua (u_{dc}). Por lo tanto, solo se puede controlar la tensión total del lado de DC.

Según se observa en la Figura 5.2, el estado de las variables del sistema es calculado en la d-SPACE cada paso de la simulación en tiempo real (ΔT) y éstos valores se mantienen en el convertidor D/A de la d-SPACE hasta que se vuelvan a calcular en el siguiente periodo, de tal manera que el DSP pueda leer el estado de estas variables en el momento en que éste inicie un nuevo periodo de ejecución (cada T_s). De igual manera, las señales de conmutación (m_a , m_b y m_c) de los interruptores de potencia son calculados en el DSP cada paso del sistema de control (T_s). Estos valores se mantienen en el puerto de propósito

general del DSP hasta que se vuelven a calcular en el siguiente periodo del sistema de control, de tal manera que la d-SPACE pueda leer estas señales de conmutación en el momento en que inicie un nuevo periodo de la simulación en tiempo real (cada ΔT). De esta manera, los dos sistemas trabajan de manera independiente, en paralelo y no requieren ser sincronizados.

5.3.2 Esquema 2: Ejecución de tareas en serie

El objetivo principal de este esquema es poder enviar la información correspondiente al estado de las diez variables del sistema desde la tarjeta de control d-SPACE al DSP. La forma de interconexión y de ejecución de tareas para este esquema es mostrada en la Figura 5.3.

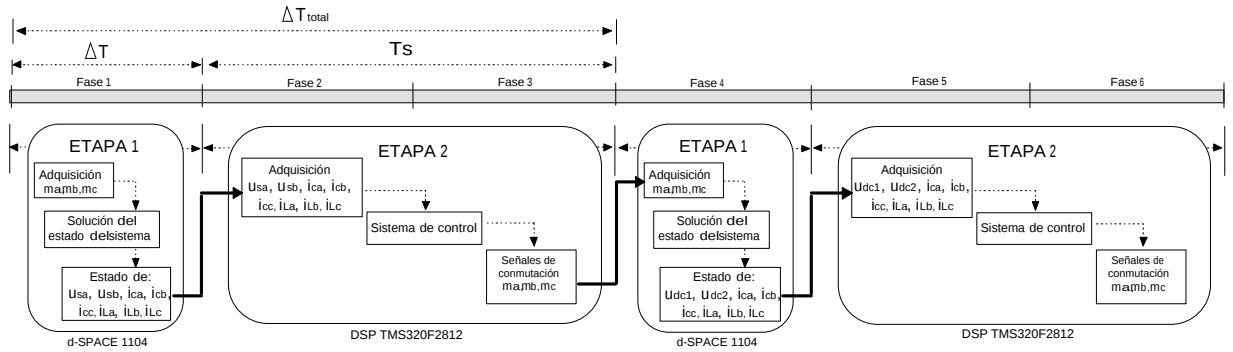


Figura 5.3: Esquema 2. Ejecución de tareas en serie

En este caso, la tarjeta de control y el DSP son sincronizados de tal manera que primero se realizan las tareas de la etapa 1 por parte de la d-SPACE en un intervalo de tiempo de ΔT s, y luego se ejecutan las tareas de la etapa 2 por parte del DSP en un intervalo de tiempo igual a $T_s = 2\Delta T$ s. La ejecución total de la simulación en tiempo real se realiza con un paso $\Delta T_{total} = 3\Delta T$, la cual resulta de la suma de los tiempos de ejecución de cada una de las etapas (etapa 1 y etapa 2).

El envío y la ejecución de tareas se realiza en seis fases, según se muestra en la Figura 5.3. En la primera fase, se ejecutan las tareas de la etapa 1, y al inicio de la etapa 2 se envían al DSP las tensiones del PCC para las fases a y b (u_a y u_b), las corrientes de la carga para las fases a, b y c (i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc}) y las corrientes inyectadas por el compensador para las tres fases (i_{Ca} , i_{Cb} e i_{Cc}). En la segunda y tercera fase, se ejecutan las tareas de la etapa 2, enviando al inicio de la cuarta fase, los pulsos de disparo (m_a , m_b y m_c) de los interruptores de potencia desde el DSP, a la tarjeta de control. En la cuarta fase, se vuelven a ejecutar las tareas de la etapa 1, pero en este caso en vez de las tensiones del PCC, se envían las tensiones de los dos condensadores del lado de continua (u_{dc1} y u_{dc2}). En la quinta y sexta etapa se ejecutan de nuevo las tareas de la etapa 2, pero en este caso, para la ejecución de estas tareas se utilizan los valores

de las tensiones del PCC recibidos al inicio de la fase 2. De la misma manera, en la fase 2 se trabaja con los valores de las tensiones del lado de continua recibidos por el DSP al inicio de la fase 5.

La sincronización entre las tarjetas de control se realiza por medio de una señal enviada desde la d-SPACE al DSP al inicio de las fases 2 y 5. Esta señal es enviada por medio del puerto de propósito general de la d-SPACE y es recibida por la entrada correspondiente a la interrupción externa del convertidor A/D del DSP, con lo cual se inicia la conversión de datos y se realizan el resto de tareas de la etapa 2.

De esta manera, este esquema permite trabajar con corrientes demandadas por la carga con componente homopolar y controlar la inyección de este tipo de corrientes por parte del compensador. Igualmente, en este caso el algoritmo de control para la tensión del lado de continua puede realizar un control independiente para la tensión de cada condensador.

La desventaja del esquema 2 con respecto al esquema 1, parte del hecho que la simulación en tiempo real de todo el dispositivo se debe realizar en un intervalo de tiempo mayor, ya que las tareas son ejecutadas en forma serial. Además, es necesario considerar un retardo de longitud igual a ΔT_{Total} para las señales de conmutación con el fin de acercarse más al funcionamiento de un simulador real. En el caso en que no se implemente este retardo, se estaría simulado un compensador ideal.

Este esquema permite realizar la simulación en tiempo real del compensador considerando la topología correspondiente al inversor trifásico con condensador repartido y evaluar la viabilidad de la implementación de las estrategias de control en una plataforma de procesamiento digital, como se haría en un compensador real. Sin embargo, el esquema 1 se acerca mucho más a la forma en como funcionaría un compensador real, debido a que para el esquema 2 se requiere sincronizar el envío, la adquisición de señales y el orden en que se ejecutan las tareas.

5.4 Etapa 1: Simulación en tiempo real del DSTATCOM

Según se comentó anteriormente, la etapa 1 del sistema es implementada en la tarjeta de control d-SPACE 1104 y está encargada de realizar tres tareas principales:

- Recibir las señales de conmutación (m_a , m_b y m_c) de los interruptores de potencia por medio del puerto de propósito general de la d-SPACE.
- Resolver las ecuaciones que representan el funcionamiento del convertidor de potencia del compensador, del equivalente del sistema de distribución y de la carga al cual el compensador es conectado
- Enviar a la etapa 2, el estado de las variables del sistema por medio del convertidor D/A.

A continuación se presentan los modelos que se tuvieron en cuenta para representar el funcionamiento del sistema. Luego se presentan las ecuaciones correspondientes a las corrientes demandadas por las diferentes cargas que se simularon en tiempo real. Posteriormente, se presentan algunos detalles acerca de la implementación de estos modelos en la tarjeta de control d-SPACE 1104.

5.4.1 Modelos implementados para la simulación en tiempo real

La simulación en tiempo real se llevó a cabo para la topología correspondiente al inversor trifásico con condensador repartido, considerando el equivalente del sistema presentado en la Figura 4.4. Por lo tanto, los modelos del sistema implementados en la tarjeta de control d-SPACE son aquellos descritos en el capítulo 4 para esta topología. Se implementó el modelo en espacio de estados en tiempo discreto descrito por las ecuaciones (4.16), (4.81), (4.82) y (4.83).

Además, se utilizaron los modelos promediados explicados en el capítulo 4 cuando se implementa el controlador *Deadbeat* junto con la técnica de modulación PWM, ya que el ciclo de trabajo puede variar entre 0 y 1. Sin embargo, en el caso en el que se implementa la modulación delta, no se requiere la utilización de los modelos promediados, ya que el ciclo de trabajo es siempre igual a 0 o 1.

5.4.2 Tensión en el PCC y corrientes demandadas por la carga

Con el fin de analizar el funcionamiento del simulador en tiempo real del DSTATCOM y del sistema de control, se analizaron tres casos de compensación:

- Compensación de corrientes balanceadas y distorsionadas.
- Compensación de corrientes desbalanceadas y distorsionadas.
- Corrección del factor de potencia.

En todos los casos estudiados, se trabajó con una tensión ideal de suministro trifásica balanceada dada por la ecuación (5.1).

$$\begin{aligned}u_{sa}(t) &= 120\sqrt{2}\sin(120\pi t) \text{ V} \\u_{sb}(t) &= 120\sqrt{2}\sin(120\pi t - 120^\circ) \text{ V} \\u_{sc}(t) &= 120\sqrt{2}\sin(120\pi t + 120^\circ) \text{ V}\end{aligned}\tag{5.1}$$

A continuación se presentan las corrientes demandadas por las cargas consideradas en cada uno de los tres casos de estudio.

Caso 1: Compensación de corrientes balanceadas y distorsionadas.

En este caso se consideran señales de corrientes distorsionadas armónicamente las cuales son producto de cargas no lineales. En la Ecuación (5.2), se presenta la expresión matemática que modela las corrientes demandadas por la carga, la cual está compuesta por tres componentes armónicas. La primera componente corresponde a un primer armónico de secuencia positiva a una frecuencia de 60 Hz. La segunda componente es un tercer armónico de secuencia homopolar a una frecuencia de 180 Hz. Finalmente, la tercera componente corresponde a un quinto armónico (300 Hz) de secuencia negativa.

$$\begin{aligned} i_{La}(t) &= 6 \sin(120\pi t + 60^\circ) - \sin(360\pi t + 60^\circ) - 0.6 \sin(600\pi t + 60^\circ) \text{ A} \\ i_{Lb}(t) &= 6 \sin(120\pi t - 60^\circ) - \sin(360\pi t + 60^\circ) - 0.6 \sin(600\pi t + 180^\circ) \text{ A} \\ i_{Lc}(t) &= 6 \sin(120\pi t + 180^\circ) - \sin(360\pi t + 60^\circ) - 0.6 \sin(600\pi t - 60^\circ) \text{ A} \end{aligned} \quad (5.2)$$

En la Figura 5.4, se presentan las corrientes demandadas por la carga (escaladas por un factor de 20) y la tensión en el PCC para la fase *a*. Observe que las corrientes por la carga presentan distorsión armónica, sin embargo, éstas no están desbalanceadas. Además, se puede observar que el factor de potencia es diferente a la unidad debido al desfase entre la corriente y la tensión en el PCC para la fase *a*.

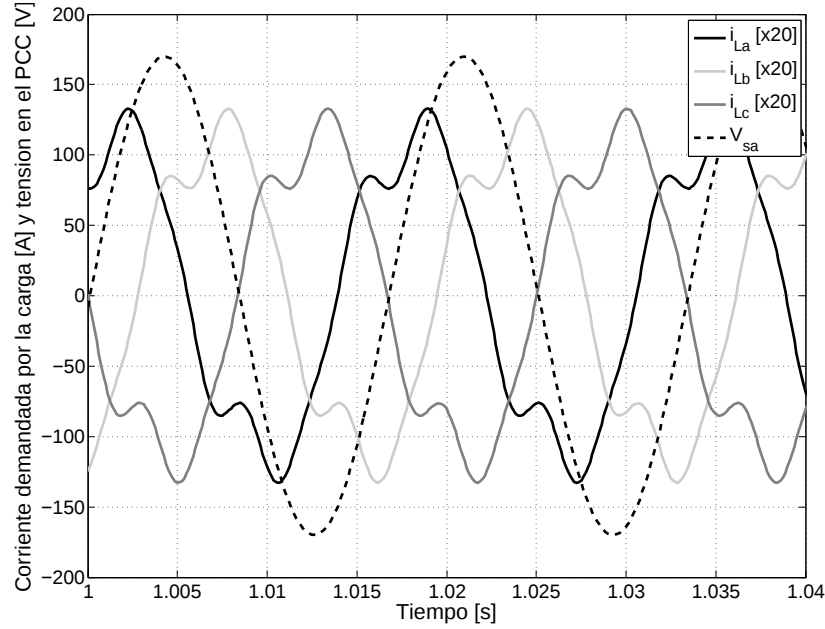


Figura 5.4: Caso 1. Corrientes distorsionadas y balanceadas demandadas por la carga y tensión en el PCC

Caso 2: Compensación de corrientes desbalanceadas y distorsionadas.

Las corrientes demandadas por la carga para este caso de estudio, presentan desbalance y distorsión armónica, y además, representan una carga con factor de potencia diferente a la unidad. Estas señales de corriente están compuestas por tres componentes, según se observa en la Ecuación (5.3). La primera de ellas, corresponde a un primer armónico de secuencia positiva a una frecuencia de 60 Hz. La segunda componente también es una corriente a la frecuencia fundamental (60 Hz) pero de secuencia negativa. Finalmente, la tercera componente corresponde a un quinto armónico (300 Hz) de secuencia negativa.

$$\begin{aligned} i_{La}(t) &= 4.8 \sin(120\pi t + 30^\circ) + 1.8 \sin(120\pi t + 50^\circ) - 0.8 \sin(600\pi t + 30^\circ) \text{ A} \\ i_{Lb}(t) &= 4.8 \sin(120\pi t - 90^\circ) + 1.8 \sin(120\pi t + 170^\circ) - 0.8 \sin(600\pi t + 150^\circ) \text{ A} \\ i_{Lc}(t) &= 4.8 \sin(120\pi t + 150^\circ) + 1.8 \sin(120\pi t - 70^\circ) - 0.8 \sin(600\pi t - 90^\circ) \text{ A} \end{aligned} \quad (5.3)$$

En la Figura 5.5, se presenta la tensión en el PCC para la fase *a* y las corrientes demandadas por la carga para las tres fases (escaladas por un factor de 20). Según se observa, estas corrientes están desbalanceadas y distorsionadas. Además, la corriente por la carga en la fase *a* adelanta la tensión en el PCC para esta misma fase, por lo que el factor de potencia es distinto a la unidad.

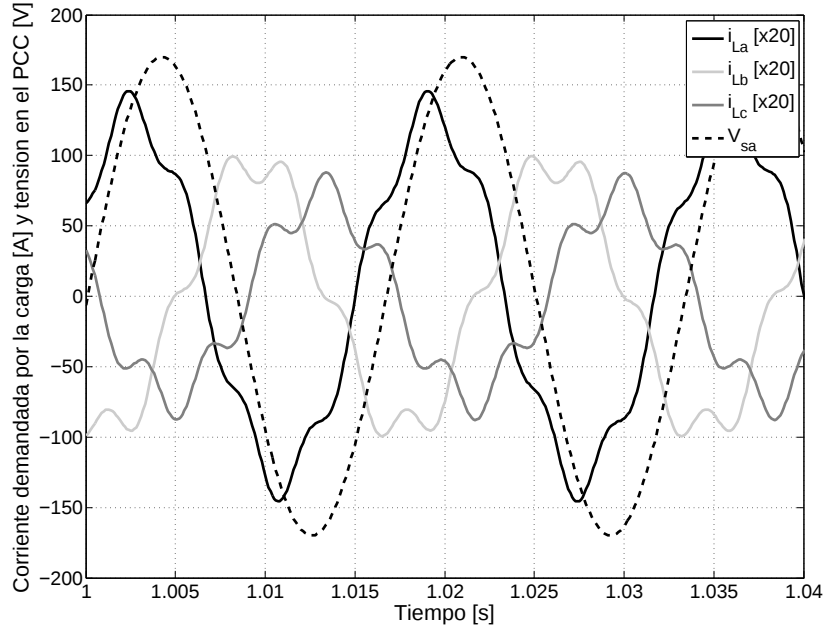


Figura 5.5: Caso 2. Corrientes distorsionadas y desbalanceadas demandadas por la carga y tensión en el PCC

Caso 3: Corrección del factor de potencia

En este caso, se considera una carga inductiva la cual demanda una corriente con una forma de onda sinusoidal pura a 60 Hz y atrasada con respecto a la tensión en el PCC. Las corrientes demandadas son balanceadas y con un factor de potencia de 0.866 en atraso. La representación matemática de estas corrientes se presenta en la ecuación (5.4).

$$\begin{aligned} i_{La}(t) &= 8 \sin(120\pi t - 30^\circ) \text{ A} \\ i_{Lb}(t) &= 8 \sin(120\pi t - 150^\circ) \text{ A} \\ i_{Lc}(t) &= 8 \sin(120\pi t + 90^\circ) \text{ A} \end{aligned} \quad (5.4)$$

En la Figura 5.6 se presentan las corrientes demandadas por la carga para las tres fases (escaladas por un factor de 20) y la tensión en el PCC para la fase *a*. Según se observa en esta figura, hay un desfase entre la tensión de la fase *a* y la corriente demandada por la carga en esta misma fase, lo que conlleva a un suministro de potencia reactiva por parte del sistema.

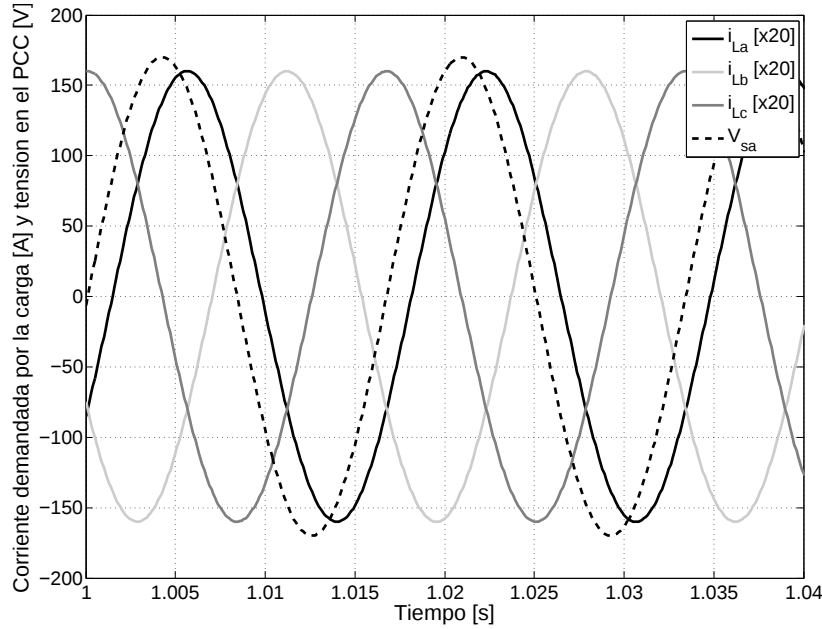


Figura 5.6: Caso 3. Corrientes demandadas por la carga para un $fp=0.866$ en atraso y tensión en el PCC

5.4.3 Implementación de la simulación en tiempo real del DSTATCOM en la tarjeta de control d-SPACE 1104

Como se mencionó anteriormente, las tareas de la etapa 1 son ejecutadas por la tarjeta de control d-SPACE 1104, la cual se muestra en la Figura 5.7. Una de las principales aplicaciones para la cual está desarrollada esta tarjeta, es la ejecución de simulaciones en tiempo real [79].

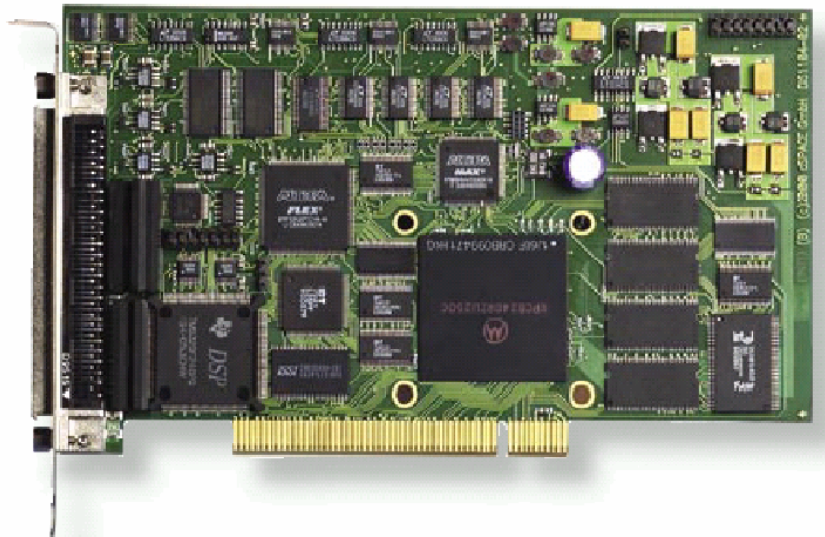


Figura 5.7: Tarjeta de control d-SPACE 1104

La tarjeta d-SPACE 1104 está diseñada para uso en el computador y se conecta al puerto PCI del mismo. Entre las principales especificaciones de esta tarjeta se encuentran [80]:

- Procesador principal de punto flotante Power PC 603 de 64 bits a 250 MHz.
- Subsistema DSP esclavo basado en el microcontrolador TMS320F240 de *Texas Instruments*, el cual puede ser utilizado para generación de señales PWM.
- 8 entradas analógicas/digitales con rango de tensión de conversión: ± 10 V.
- 8 salidas digitales/analógicas con rango de tensión de conversión: ± 10 V.
- 20 canales de propósito general (GPIO, *General-Purpose Input/Output*), con niveles de entrada/salida TTL.

Una de las principales ventajas que ofrece esta tarjeta de control es el hecho que los modelos implementados en MATLAB/Simulink pueden ser programados y ejecutados en esta tarjeta, por medio de la

herramienta *Real Time Workshop*, la cual permite compilar los modelos de Simulink en lenguaje C y volcar el código generado a la d-SPACE, la cual puede operar en tiempo real de manera autónoma [81].

Además, la d-SPACE ofrece una *toolbox* para MATLAB/Simulink llamada *rti1104*, la cual incluye los diferentes componentes y perifericos de la tarjeta de control. De esta manera, la tarjeta de control se puede programar facilmente desde Simulink. En la Figura 5.8, se puede observar la *toolbox* ofrecida por la d-SPACE 1104 [81].

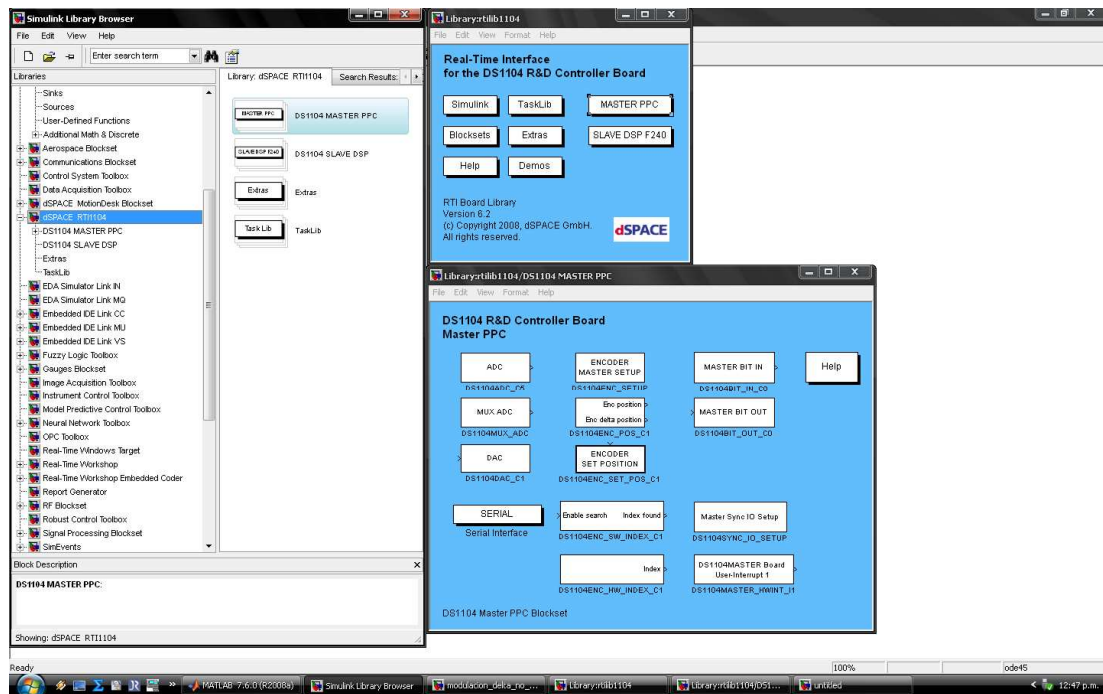


Figura 5.8: *Toolbox rti1104*

Configuración de los puertos de la d-SPACE: Las entradas y salidas de la tarjeta de control d-SAPCE 1104 son configuradas según el controlador de corriente que se este ejecutando en el DSP (modulación delta o control *Deadbeat*) y según el esquema de ejecución de tareas que se considere (ejecución de tareas en paralelo o en serie).

Con respecto al sistema de control de corriente, cuando se utiliza la modulación delta, los ciclos de trabajo de las señales de conmutación de los interruptores de potencia son siempre iguales a 0 o a 1. Por lo tanto, solo se utilizan 3 señales digitales para enviar la información correspondiente a las tres señales de

conmutación (m_a , m_b y m_c) desde el DSP a la d-SPACE. En este caso, se configuran 3 canales GPIO de la d-SPACE como entradas para recibir estas tres señales de conmutación, según se observa en la Tabla 5.1

Tabla 5.1: Configuración de las señales de entrada de la d-SPACE considerando como controlador de corriente la técnica basada en modulación delta

Señal de entrada de la d-SPACE	Información recibida
GPIO 0	m_a
GPIO 1	m_b
GPIO 2	m_c

En el caso en que se implemente el controlador *Deadbeat* junto con la modulación PWM, se utilizan los modelos promediados descritos anteriormente, por lo que se requiere enviar la información concerniente a los ciclos de trabajo k_a , k_b y k_c , de las señales de conmutación m_a , m_b y m_c , respectivamente, los cuales toman valores entre 0 y 1. Para esto, se configuran 18 entradas GPIO de la d-SPACE para recibir la información concerniente a los ciclos de trabajo de forma paralela. De estas entradas se utilizan seis para cada uno de los ciclos de trabajo, según se observa en la Tabla 5.2.

Tabla 5.2: Configuración de las señales de entrada de la d-SPACE considerando como controlador de corriente el controlador *Deadbeat*

Señal de entrada de la d-SPACE	Información recibida
GPIO 0-5	k_a
GPIO 6-11	k_b
GPIO 12-17	k_c

Con respecto al esquema de ejecución de tareas, cuando se implementa el esquema 2 (ejecución de tareas en serie), es necesario configurar dos salidas GPIO de la d-SPACE, para enviar las señales de sincronización al DSP. Para el esquema 1 (ejecución de tareas en paralelo), no se requieren estas señales de sincronización. En los dos esquemas de ejecución de tareas, se utilizan las 8 salidas digitales/analógicas de la d-SPACE para enviar al DSP los estados de las señales del sistema, según se observa en la tabla 5.3.

Además, para la conexión de las señales de entrada y salida de la s-SPACE, se desarrolló una bornera o panel de conexión, la cual facilita el acceso a los diferentes puertos de la tarjeta.

Modelos implementados en Simulink para la programación de la d-SPACE: Los modelos que representan el funcionamiento del DSTATCOM, del equivalente del sistema de distribución y de la carga, se implementan en Simulink por medio de la función embebida de Simulink (*Embedded MATLAB Func-*

Tabla 5.3: Configuración de las señales de entrada y salida de la d-SPACE considerando el esquema de ejecución de tareas

Esquema	Puerto de la d-SPACE	Información enviada o recibida
1	D/A 1,2 y 5	i_{Ca}, i_{Cb}, i_{Cc}
1	D/A 4	u_{dc}
1	D/A 3 y 8	u_{sa}, u_{sb}
1	D/A 6 y 7	i_{La}, i_{Lb}
2	GPIO 18 y 19	Señales de sincronización
2	D/A 1,2 y 3	i_{Ca}, i_{Cb}, i_{Cc}
2	D/A 4 y 5	u_{sa}, u_{sb} (fase 2) y u_{dc1}, u_{dc2} (fase 5)
2	D/A 6,7 y 8	i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}

tion). Por su lado, las entradas y salidas se configuran por medio de los elementos ofrecidos en la *toolbox rti1104* [81]. A manera de ejemplo, en la Figura 5.9, se presenta el programa implementado en simulink para el caso en que se utiliza el esquema 1 (ejecución de tareas en paralelo) y se considera el controlador por modulación delta como controlador de corriente. De manera similar, se realizó la implementación del esquema 2 (ejecución de tareas en serie) y del programa cuando se considera como sistema de control de corriente el controlador *Deadbeat*.

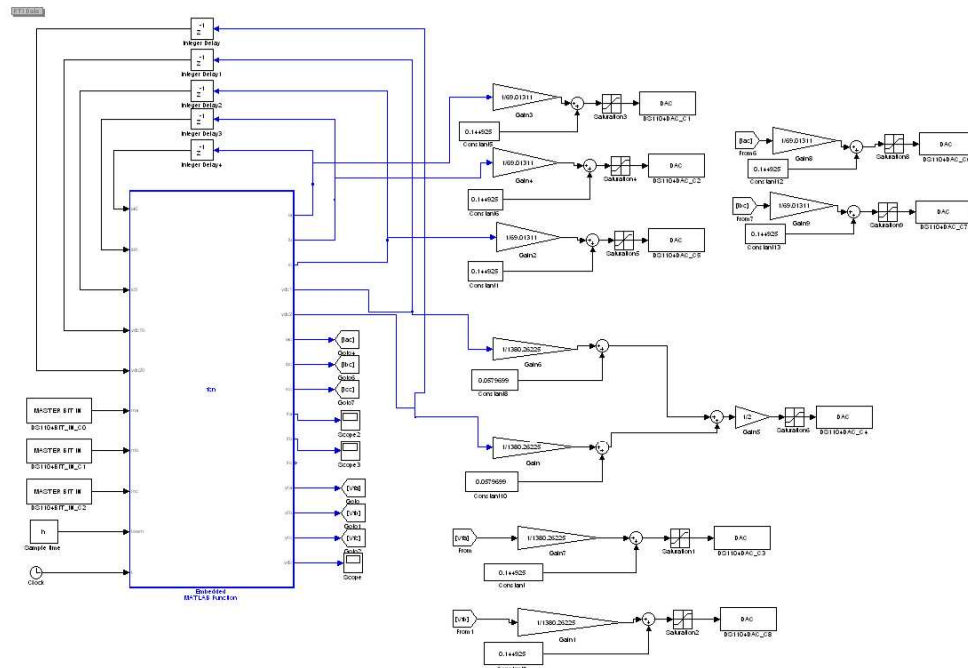


Figura 5.9: Implementación en Simulink de las tareas de la etapa 1.

Estos programas son compilados por medio de la herramienta *Real Time Workshop* de Simulink y el código generado en C es volcado a la d-SPACE.

5.5 Etapa 2: Sistema de control

Tal como se comentó anteriormente, la etapa 2 corresponde al sistema de control del compensador y está encargada de realizar tres tareas principales:

- Adquirir los estados de las señales de tensión y de corriente del sistema por medio del convertidor analógico/digital (A/D).
- Ejecutar el sistema de control (calcula de las corrientes de referencia, control de la tensión del lado de continua y control de corriente).
- Enviar a la etapa 1, la información concerniente a las señales de de conmutación de los interruptores de potencia por medio del puerto de propósito general del DSP.

Estas tareas son implementadas en el procesador digital de señales DSP TMS320F2812 de *Texas Instruments* que se encuentra en la tarjeta de evaluación eZdsp F2812 de *Spectrum Digital*, la cual se presenta en la Figura 5.10 [82]. Este procesador pertenece a la familia de procesadores C2000 de *Texas Instruments* de punto fijo. Entre las principales especificaciones del DSP están [83, 84]:



Figura 5.10: Tarjeta de evaluación eZdsp F2812 de *Spectrum Digital*

- Procesador de punto fijo de 32 Bits y velocidad de operación de 150 MIPS (Millones de Instrucciones Por Segundo).
- Memoria Flash de 128 kb y memoria SRAM de 64 kb.
- 18 kb de memoria RAM.
- Reloj de entrada de 30 MHz.

- Tres temporizadores de 32 Bits.
- Tres interrupciones externas.
- Dos manejadores de eventos (EVA, EVB).
- Convertidor analógico/digital de 12 Bits, 16 conversiones (2 canales multiplexados, conversión sencilla o simultánea, velocidad de conversión: 80 ns/12.5 MSPS).
- 32 puertos de propósito general GPIO.

El DSP es programado por medio del *software* TI F2812 Code Composer Studio v3.1. Los codigos en los cuales puede ser programado son: C/C++ y Assembler. En la Figura 5.11, se presenta el entorno de trabajo en la plataforma Code Composer Studio v3.1 [83,84].

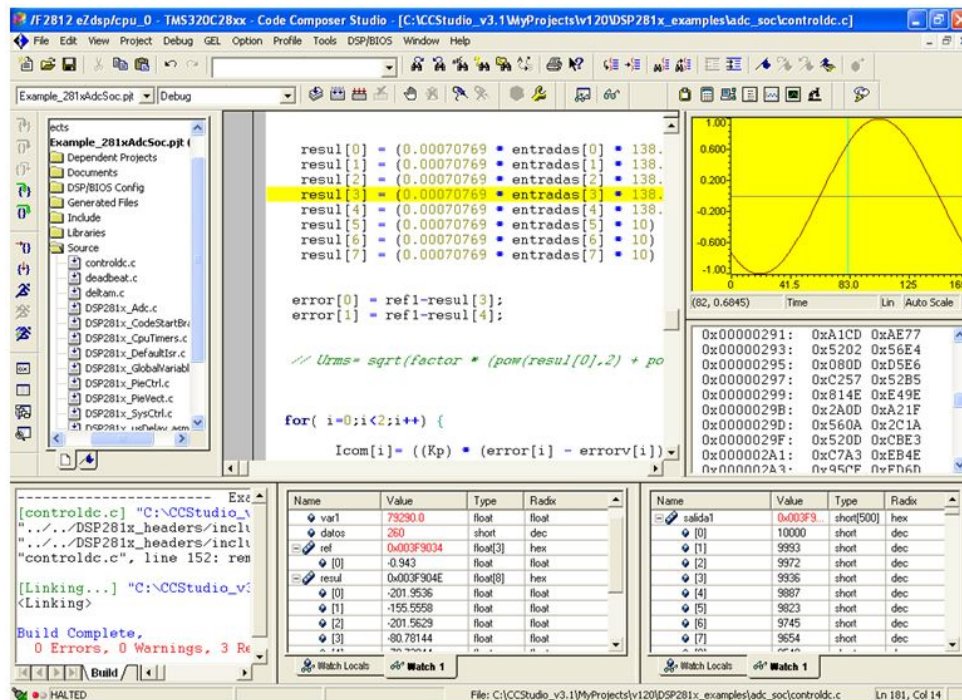


Figura 5.11: Entorno de trabajo en el programa TI F2812 Code Composer Studio v3.1

Configuración de los módulos y periféricos del DSP: los módulos del DSP que se utilizaron para la ejecución de las tareas fueron:

- Sistema de control de interrupciones PIE (*Peripheral Interrupt Expansion*): se encarga de administrar las diferentes peticiones de interrupción y atenderlas según sea la prioridad.

- Convertidor A/D (*Analog to Digital Converter*).
- Módulos manejadores de eventos (EVA, EVB): estos módulos ofrecen dos temporizadores de propósito general, entre otras funciones.
- Puertos de entrada/salida GPIO.

Con respecto al sistema de control de interrupciones PIE, en el programa implementado en el DSP se utilizó la interrupción ADCINT del módulo ADC la cual ocurre cuando se finaliza la conversión de las 8 entradas analógicas del convertidor A/D utilizadas en la adquisición de las señales del estado del sistema. Esta interrupción tiene prioridad 1 en el programa. El sistema de control del compensador es ejecutado dentro de la rutina de servicio de esta interrupción (ISR). La forma de operación del programa se describe más adelante en esta misma sección.

Por su lado, la configuración del módulo A/D y del manejador de eventos (EVA) se realiza de acuerdo al esquema de ejecución de tareas del sistema. El inicio de conversión (SOC) del módulo A/D se realiza de la siguiente manera [83, 84]:

- Para el esquema 1 (ejecución de tareas en paralelo), el inicio de conversión se realiza por medio del manejador de eventos EVA, para el cual el periodo del temporizador de este módulo debe ser igual al periodo total en el cual se ejecuta el sistema de control (T_s según la Figura 5.2).
- Para el esquema 2 (ejecución de tareas en serie), el inicio de conversión se realiza por medio de una interrupción externa (EXT-SOC-SEQ1) que es enviada directamente por la d-SPACE (señal de sincronización).

Los canales del A/D y los puertos de entrada son configurados según el esquema de ejecución de tareas utilizado. Esta configuración se presenta en la Tabla 5.4.

Tabla 5.4: Configuración de los canales del A/D y de los puertos de entrada del DSP según el esquema de ejecución de tareas

Esquema	Puerto del DSP	Información recibida
1	A/D 1,2 y 3	i_{Ca}, i_{Cb}, i_{Cc}
1	A/D 4	u_{dc}
1	A/D 5 y 6	u_{sa}, u_{sb}
1	A/D 7 y 8	i_{La}, i_{Lb}
2	GPIO 19	Señal de sincronización para el orden de ejecución de fases
2	A/D 1,2 y 3	i_{Ca}, i_{Cb}, i_{Cc}
2	A/D 4 y 5	u_{sa}, u_{sb} (fase 2) y u_{dc1}, u_{dc2} (fase 5)
2	A/D 6,7 y 8	i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}

Por su lado, las señales de salida del DSP se configuran según el sistema de control de corriente implementado. En el caso en el que se implemente la modulación delta, las señales de conmutación de los interruptores de potencia (m_a , m_b y m_c) se envían mediante tres canales GPIO del DSP. Al implementar el controlador *Deadbeat* junto con la modulación PWM, la información concerniente a los ciclos de trabajo k_a , k_b y k_c de las señales de conmutación m_a , m_b y m_c , respectivamente, se envían utilizando 18 salidas GPIO del DSP de forma paralela. De estas salidas se utilizan 6 para cada uno de los ciclos de trabajo.

Estrategias de control implementadas: Los algoritmos de control implementados en el DSP fueron los siguientes:

- Cálculo de las señales de referencia: algoritmo basado en la teoría de Fryze, expuesto en la sección 3.2.
- Control de las tensiones del lado de continua: algoritmo basado en un PI (Ecuación (3.34)) para el esquema 1 (ejecución de tareas en paralelo) y algoritmo basado en dos PI (Ecuación (3.41)) para el esquema 2 (ejecución de tareas en serie).
- Controladores de corriente: modulación delta y controlador *Deadbeat*.

Descripción del programa implementado en el DSP: En la Figura 5.12, se presentan los diagramas de flujo del programa ejecutado en el DSP. Éste consta de un programa principal (ver Figura 5.12(a)) y de una rutina de servicio la cual se ejecuta cada vez que se produce una interrupción de final de conversión del módulo A/D (ver Figura 5.12(b)).

La primera tarea realizada en el programa principal es la configuración general del DSP, en la cual se inicializa el PLL (*Phase Locked Loop*), se encienden los relojes periféricos, se establecen los pre-escaladores del reloj de entrada, se deshabilita el *WatchDog* y se configuran los pines de propósito general GPIO (*General-Purpose Input/Output*). Posteriormente, se inicializan los registros PIE (*Peripheral interrupt expansion*), por medio de los cuales se especifican las interrupciones que se van a utilizar en el programa, que en este caso, corresponde solo a la interrupción del convertidor A/D [83, 84].

La siguiente tarea del programa principal es la inicialización de los periféricos (módulo A/D) y la habilitación de las interrupciones. Luego se configura el módulo A/D y el manejador de eventos EVA (*Event Manager*), según el esquema de operación en el que se está trabajando. Cuando se trabaja con el esquema 1 (ejecución de tareas en paralelo), el módulo A/D se configura de tal forma que la petición de inicio de conversión se realiza según el periodo del temporizador del manejador de eventos. En el caso en que se está trabajando con el esquema 2 (ejecución de tareas en serie), el módulo A/D se configura con el fin de que la petición de inicio de conversión se realiza a partir de la interrupción externa del A/D (señal de

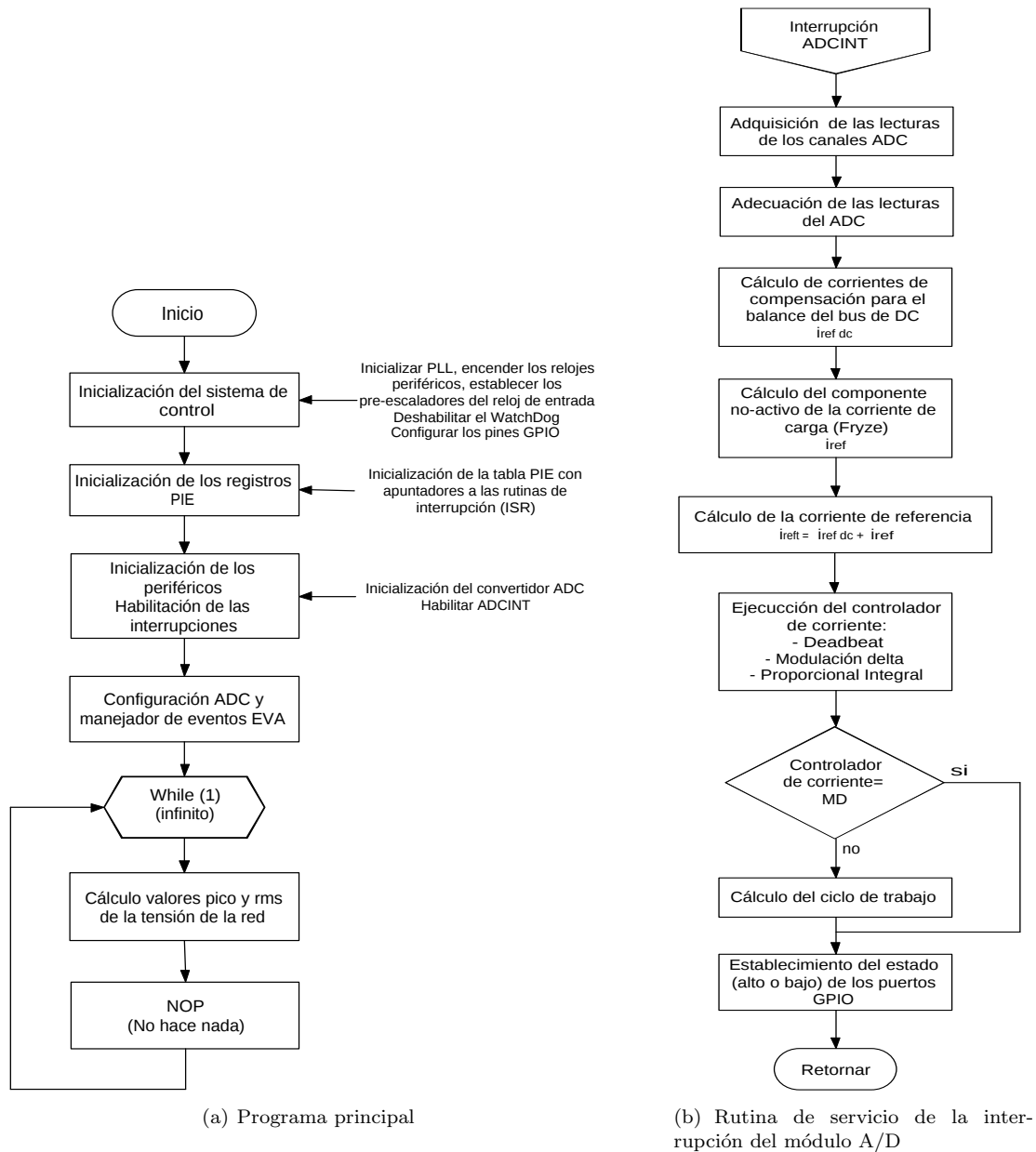


Figura 5.12: Diagramas de flujo del programa ejecutado en el DSP (Etapa 2)

sincronización enviada por la etapa 1).

Posteriormente, el programa principal entra en un ciclo *while* en el cual se calculan los valores de la amplitud pico y valor eficaz de las tensiones en el PCC. El DSP permanece en este ciclo *while* hasta que se produce una interrupción de final de conversión del módulo A/D, momento en el cual, el DSP va a

atender la rutina de esta interrupción, mostrada en la Figura 5.12(b).

La primera tarea que se realiza en la rutina de la interrupción del modulo A/D, es la adquisición de los datos de conversión de los canales. Posteriormente, se realiza una adecuación de estos datos por medio de unas constantes de calibración determinadas previamente para cada uno de los canales del A/D, con el fin de corregir errores relacionados con el nivel de continua y la ganancia del convertidor. Además, estas señales también se adecuan con el fin de obtener el valor real de las señales de tensión y corrientes enviadas por la d-SPACE.

La siguiente tarea ejecutada en la rutina de interrupción corresponde al cálculo de la corriente para el control de las tensiones del lado de continua y el calculo de las corrientes de referencia utilizadas para la compensación. Luego, se calcula la corriente total de referencia del compensador la cual corresponde a la suma de la corriente de referencia utilizada para la compensación y la corriente para el control de las tensiones del lado de continua. Posteriormente, se ejecuta el control de corriente mediante el cual se generan las señales de conmutación de los interruptores de potencia. La información de las señales de conmutación es enviada mediante el puerto GPIO del DSP a la d-SPACE, dependiendo del tipo de controlador de corriente implementado.

Cuando el DSP termina de ejecutar la rutina de interrupción del modulo A/D, éste retorna al programa principal, en donde calcula de nuevo los valores de la amplitud pico y valor eficaz de las tensiones en el PCC y luego permanece allí hasta que se genere una nueva interrupción de final de conversión del modulo A/D.

5.6 Etapa 3: Visualización de las variables del sistema

Para visualizar las variables del sistema (tensiones y corrientes) en tiempo real, se utiliza el programa de aplicación ofrecido por la tarjeta d-SPACE, denominado *ControlDesk* [85]. Este programa permite supervisar y controlar desde el computador, las señales del sistema que es ejecutado en tiempo real en la d-SPACE.

Se implementó una interfaz en el programa *ControlDesk* (ver Figura 5.6), mediante la cual es posible controlar la ejecución del programa descargado en la d-SPACE y visualizar las siguientes señales:

- Corrientes inyectadas por el compensador para las tres fases ($i_{Ca}(t)$, $i_{Cb}(t)$ e $i_{Cc}(t)$).
- Corrientes por la red de suministro ($i_{sa}(t)$, $i_{sb}(t)$ e $i_{sc}(t)$) y tensión en el PCC para la fase a (u_{sa}).
- Tensiones en los condensadores del lado de continua (u_{dc1} y u_{dc2}).

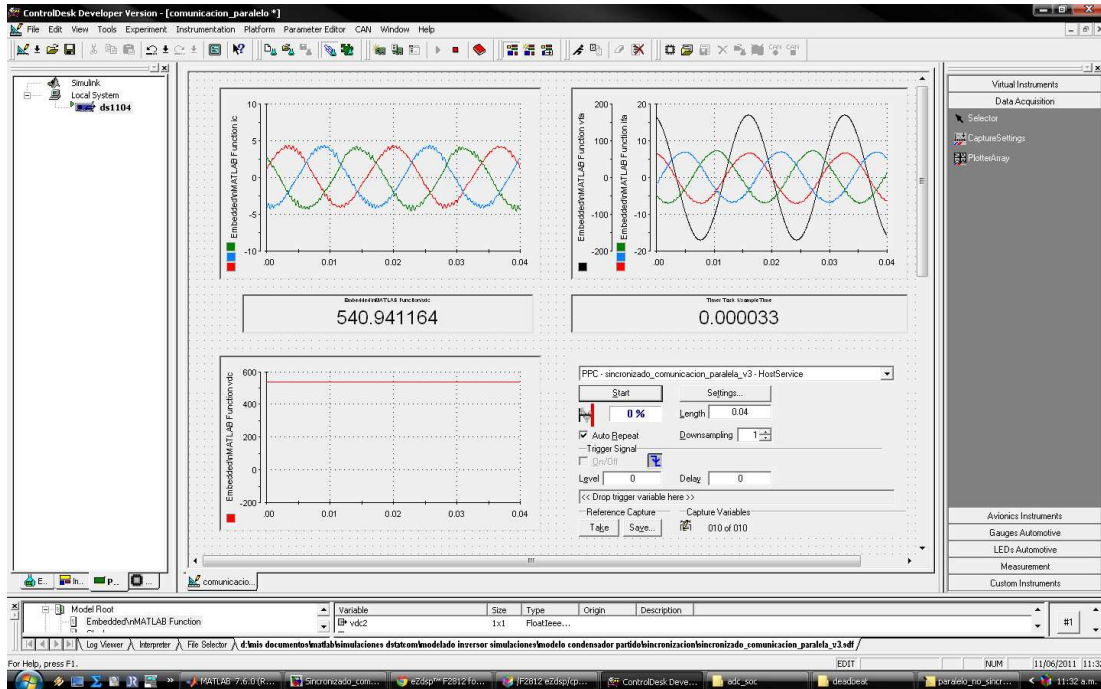


Figura 5.13: Interfaz del programa implementado en *ControlDesk*

5.7 Resultados de simulación

Con el fin de evaluar el funcionamiento del simulador en tiempo real del DSTATCOM y del sistema de control al momento de implementarlos en la d-SPACE y en el DSP, respectivamente, se analizaron diferentes casos de compensación para los dos esquemas de ejecución de tareas presentados en la sección 5.3. En todos los casos se implementó el modelo en espacio de estados en tiempo discreto considerando la topología correspondiente al inversor trifásico con condensador repartido, expuesto en la sección 4.4. Las corrientes demandadas por la carga para los casos estudiados se presentarán también en la sección 5.4.

Los parámetros del modelo del circuito para los diferentes casos de compensación implementados se presentan en la Tabla 5.5.

Los resultados obtenidos al utilizar el simulador en tiempo real son comparados con resultados de simulaciones fuera de línea realizadas en Matlab, con el fin de comprobar el correcto funcionamiento del simulador. A continuación se presentan estos resultados.

Tabla 5.5: Parámetros utilizados en la simulación en tiempo real del DSTATCOM

PARÁMETRO	VALOR
Tensión de línea del sistema U_l	208 V _{rms}
Frecuencia del sistema f_s	60 Hz
Inductancia del filtro L_f	50 mH
Resistencia del filtro R_f	1 Ω
Condensador C_1	2200 μ F
Condensador C_2	2200 μ F
Tensión de referencia U_{dcref1}	270 V
Tensión de referencia U_{dcref2}	270 V
Constante integral K_i	-0,003
Constante proporcional K_p para 1 PI	-0,069
Constante proporcional K_p para 2 PI	-0,138

5.7.1 Resultados considerando el esquema de ejecución de tareas en paralelo

En este caso la implementación se realizó siguiendo el esquema 1 (ejecución de tareas en paralelo), cuya explicación se realizó en la sección 5.3. Según los tiempos reales de ejecución resultantes de la implementación de las tareas de las etapas 1 y 2 en la tarjeta d-SPACE y en el DSP, respectivamente, se seleccionó una frecuencia de ejecución para la simulación en tiempo real de 30 kHz (ver Figura 5.2), es decir, un paso o periodo de simulación de $\Delta T = 33,33 \mu s$. Por su lado, el sistema de control se ejecuta a una frecuencia de 10 kHz (paso $T_s = 100 \mu s$). Los valores de estos parámetros se resumen en la Tabla 5.6.

Tabla 5.6: Periodo de la simulación en tiempo real y del sistema de control para el esquema de ejecución de tareas en paralelo

PARÁMETRO	VALOR
Periodo del simulador en tiempo real ΔT	33,33 μs
Periodo del sistema de control T_s	100 μs

Tal como se comentó en la sección 5.3, este esquema de simulación no permite controlar la inyección de corrientes de secuencia homopolar, ni tampoco el control independiente de cada una de las tensiones del lado de continua. Por lo tanto, se realizaron simulaciones en tiempo real para las corrientes demandadas por la carga en los casos 2 y 3 correspondientes a compensación de corrientes desbalanceadas y distorsionadas y corrección del factor de potencia, respectivamente, las cuales no presentan componente de secuencia homopolar. Además, solo se presentan los resultados para el control de la totalidad de la tensión del lado de continua.

Compensación de corrientes desbalanceadas y distorsionadas considerando el esquema de ejecución de tareas en paralelo: Las corrientes demandadas por la carga para las tres fases y la tensión en el PCC para este caso de estudio, se presentaron en la Figura 5.5. Según esta figura, estas

corrientes estan desbalanceadas y distorionadas, y presentan un factor de potencia diferente a la unidad.

Los resultados obtenidos al realizar la simulación en tiempo real del DSTATCOM, utilizando como controlador de corriente la modulación delta, se presentan en la Figura 5.14. Allí se observan las corrientes inyectadas por el compensador, las corrientes resultantes por la red después de iniciada la compensación y la tensión en el PCC para la fase *a*. Estas mismas señales son presentadas en la Figura 5.15, pero para el caso en el que se ejecuta la simulación fuera de línea en Matlab. Según los resultados obtenidos, se verifica que el simulador en tiempo real implementado representa correctamente el funcionamiento del dispositivo.

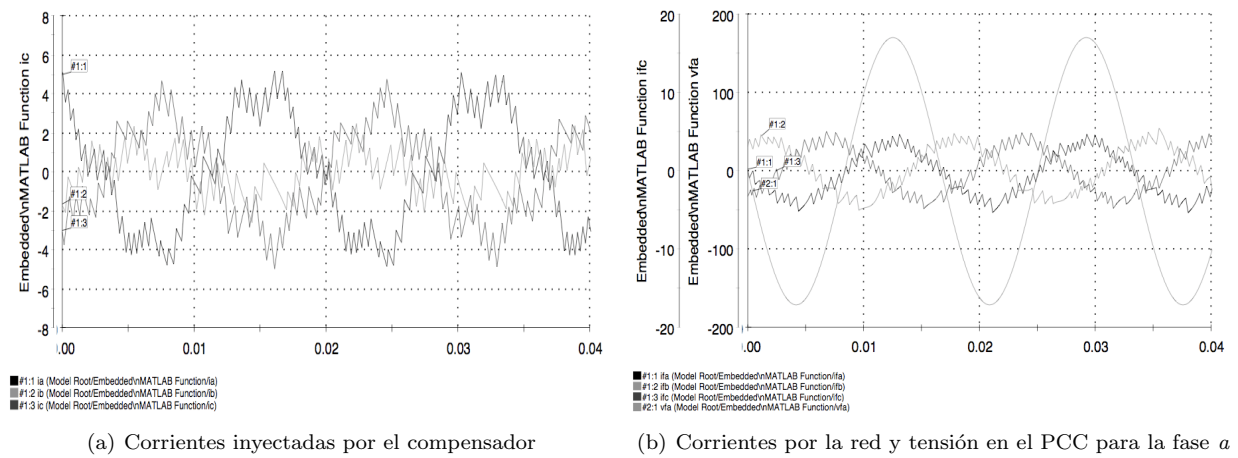


Figura 5.14: Tensiones y corrientes resultantes de la simulación en tiempo real para compensación de corrientes desbalanceadas y distorionadas usando modulación delta

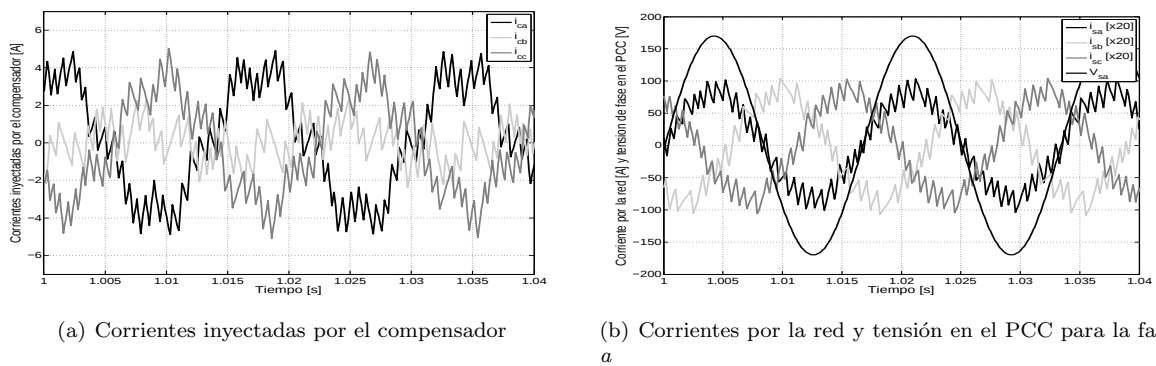


Figura 5.15: Tensiones y corrientes resultantes de la simulación en Matlab para compensación de corrientes desbalanceadas y distorionadas usando modulación delta

En este caso, la corriente que inyecta el compensador corresponde a la componente no-activa de la corriente demandada por la carga, es decir, la componente que no demanda potencia activa. Esta cor-

riente inyectada esta compuesta por tres componentes. La primera corresponde a un primer armónico de secuencia positiva a 60 Hz adelantado 90° con respecto a la tensión de la red de suministro, el cual representa una corriente netamente capacitiva. La segunda componente corresponde a una corriente a la frecuencia fundamental pero de secuencia negativa. La tercera componente corresponde a un quinto armónico.

Al inyectar las señales de compensación, el DSTATCOM logra corregir el desbalance y la distorsión armónica en las corrientes resultantes por la red de suministro, según se observa en la Figura 5.14(b). Además, también se corrige el factor de potencia, ya que las corrientes por la red están en fase con la tensión en el PCC.

Los resultados al utilizar el controlador *Deadbeat* se presentan en las Figuras 5.16 y 5.17, para la simulación en tiempo real y para la simulación en Matlab, respectivamente. En estas figuras se muestra una gran similitud entre los resultados para las dos simulaciones, por lo que se puede corroborar el buen funcionamiento del simulador en tiempo real.

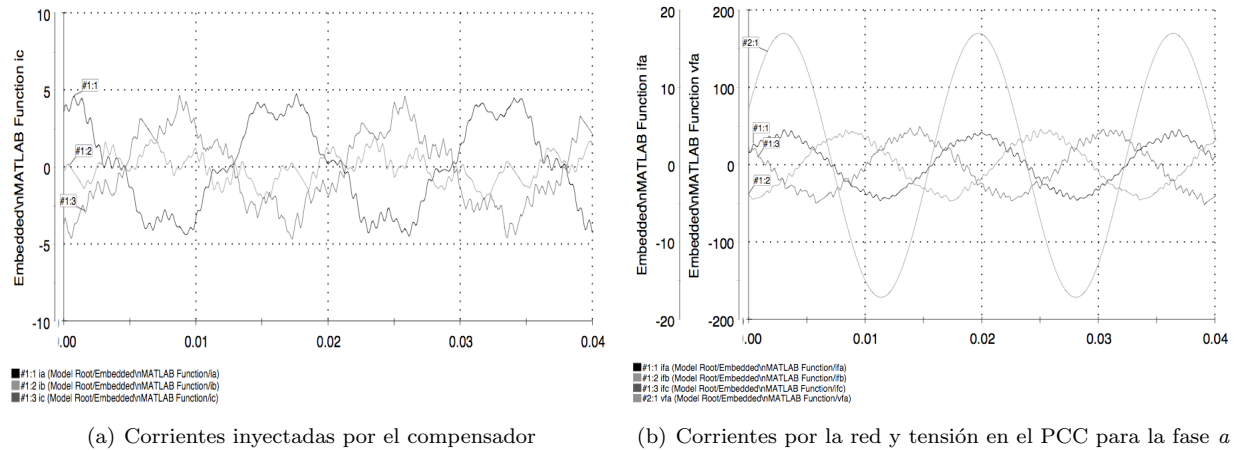
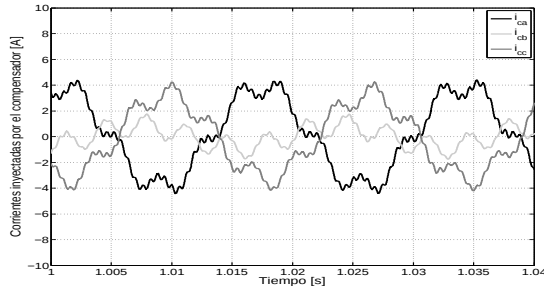


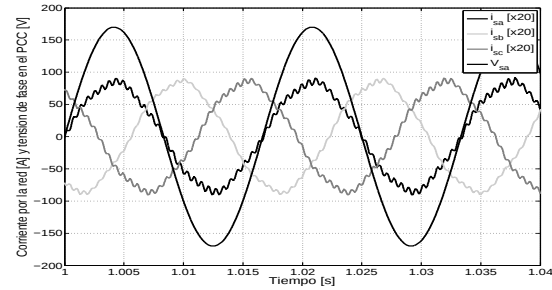
Figura 5.16: Tensiones y corrientes resultantes de la simulación en tiempo real para compensación de corrientes desbalanceadas y distorsionadas usando el controlado *Deadbeat*

Los resultados presentados en la Figura 5.16(b), muestran que el compensador logra sus objetivos de compensación ya que la corriente resultante por la red de suministro después de iniciada la compensación está balanceada y sin distorsión y además, está en fase con la señal de tensión y es de valor eficaz mínimo.

Comparando las figuras 5.14(b) y 5.16(b) se puede ver que las corrientes resultantes por la red de suministro al utilizar el controlador *Deadbeat* presentan menor rizado de alta frecuencia que las obtenidas



(a) Corrientes inyectadas por el compensador

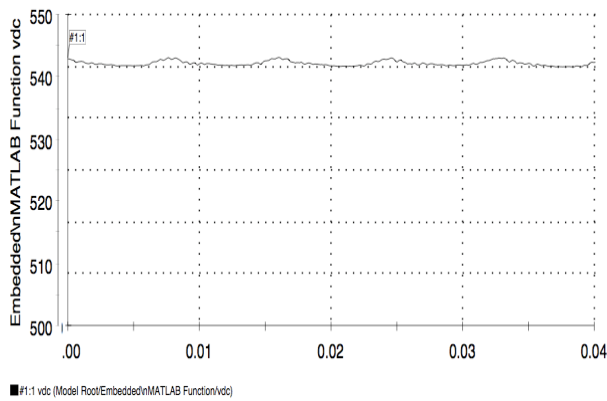


(b) Corrientes por la red y tensión en el PCC para la fase a

Figura 5.17: Tensiones y corrientes resultantes de la simulación en Matlab para compensación de corrientes desbalanceadas y distorsionadas usando el controlado *Deadbeat*

utilizando la modulación delta. Lo anterior evidencia el mejor desempeño en el seguimiento de las corrientes de referencia ofrecido por el controlador *Deadbeat*.

Las tensiones en el lado de continua obtenidas al realizar la simulación en tiempo real se presentan en las figuras 5.18(a) y 5.18(b), para los controladores basados en la modulación delta y *Deadbeat*, respectivamente. Estas tensiones siguen su valor de referencia (540 V) y garantizan la controlabilidad del compensador. Lo anterior muestra el buen desempeño del controlador utilizado para el control de esta tensión, basado en un regulador PI.



(a) Tensión total del lado de continua utilizando modulación delta

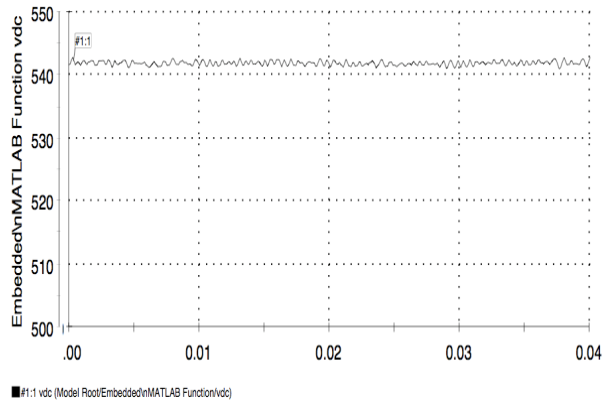
(b) Tensión total del lado de continua utilizando el controlador *Deadbeat*

Figura 5.18: Tensiones en el lado de continua resultantes de la simulación en tiempo real para compensación de corrientes desbalanceadas y distorsionadas

Los resultados obtenidos muestran el buen desempeño de los controladores y del DSTATCOM para la

compensación se señales distorsionadas y desbalanceadas. Además, gracias a la simulación en tiempo real del DSTATCOM se puede concluir que estos algoritmos de control pueden ser implementados en el DSP utilizado en este proyecto o en un procesador de características similares, a una frecuencia de 10 kHz, consiguiendo satisfactoriamente los objetivos de compensación finales propuestos.

Corrección del factor de potencia considerando el esquema de ejecución de tareas en paralelo:

Las corrientes demandadas por la carga y la tensión en el PCC para este caso de estudio, se mostraron en la Figura 5.6. Estas corrientes están atrasadas con respecto a la tensión en el PCC, dando como resultado un factor de potencia igual a 0,866 en atraso. Debido a que el controlador *Deadbeat* ha presentado un mejor desempeño que la modulación delta en el seguimiento de las corrientes de referencia, en este caso solo se presentan los resultados usando este primer controlador.

En la Figura 5.19 se presentan las tensiones y corrientes del sistema al ejecutar la simulación en tiempo real del DSTATCOM utilizando como controlador de corriente el control *Deadbeat*. Específicamente, se muestran las corrientes inyectadas por el compensador, las corrientes por la red de suministro y la tensión en el PCC para la fase *a*, después de iniciada la compensación. Estas mismas señales se presentan en la Figura 5.20 pero para la simulación fuera de línea realizada en MATLAB/Simulink. Comparando estas Figuras, los resultados de las dos simulaciones son muy similares, lo cual verifica el correcto funcionamiento del simulador en tiempo real.

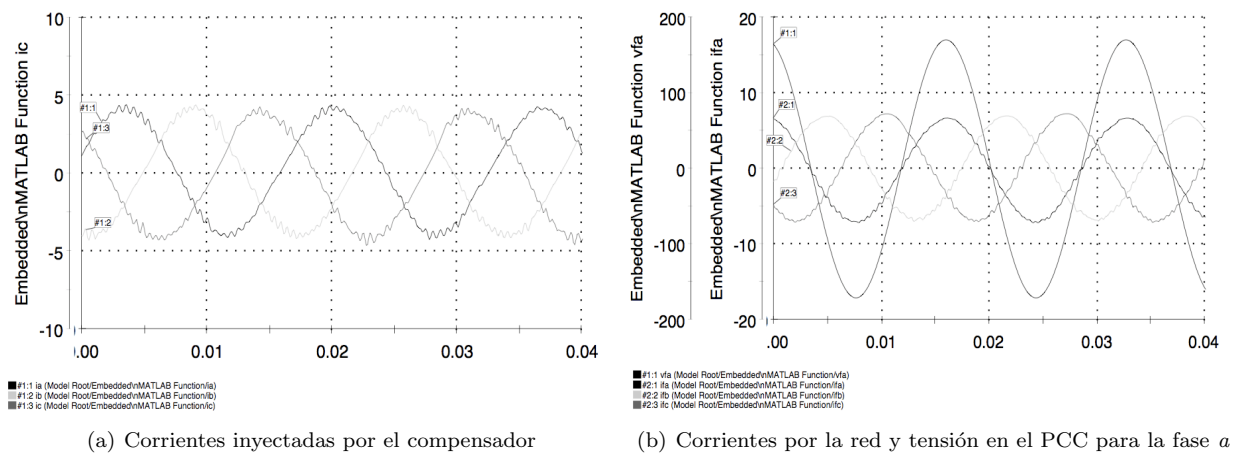
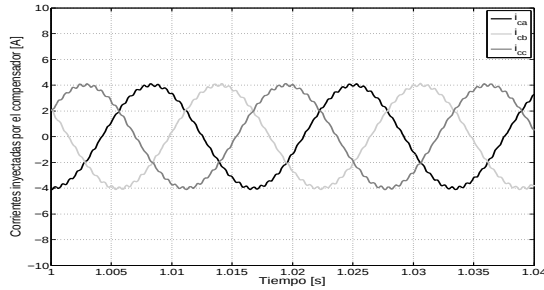
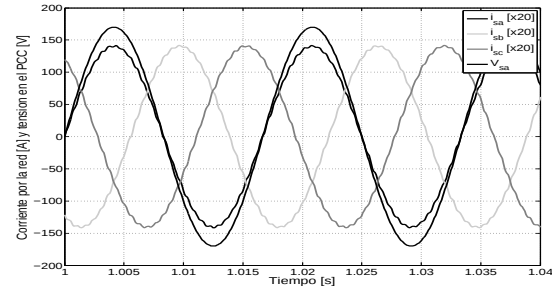


Figura 5.19: Tensiones y corrientes resultantes de la simulación en tiempo real para corrección del factor de potencia usando el controlador *Deadbeat*

Las corrientes inyectadas por el compensador son sinusoidales a 60 Hz y están atrasadas 90° con respecto a la tensión de red de suministro, de tal manera que corresponde a una corriente netamente



(a) Corrientes inyectadas por el compensador



(b) Corrientes por la red y tensión en el PCC para la fase a

Figura 5.20: Tensiones y corrientes resultantes de la simulación en Matlab para corrección del factor de potencia usando el controlador *Deadbeat*

inductiva. Por lo tanto, el compensador en este caso inyecta la corriente no activa correspondiente a la potencia reactiva que consume la carga. Según se observa en la Figura 5.19(b), las corrientes resultantes por la red de suministro son sinusoidales a 60 Hz y están en fase con la tensión en el PCC. De esta manera, el compensador logra conseguir corregir el factor de potencia.

Finalmente en la Figura 5.21, se presenta la tensión en el lado de continua obtenida al realizar la simulación en tiempo real de DSTATCOM, para el controlador *Deadbeat*. Según se observa, esta tensión sigue su valor de referencia de 540 V. Además, en ningún momento se pierde la controlabilidad del compensador.

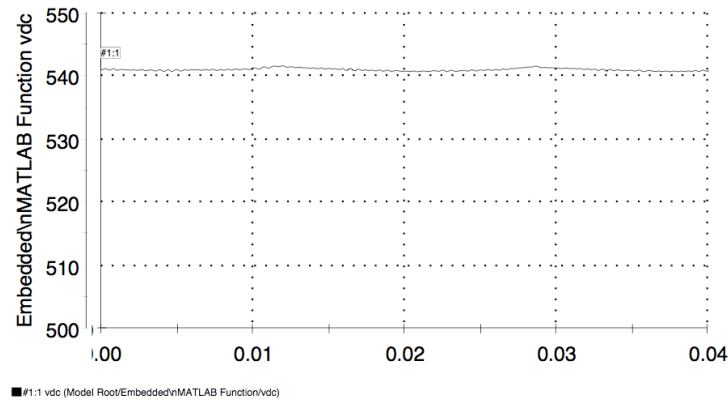


Figura 5.21: Tensión en el lado de continua resultante de la simulación en tiempo real para corrección del factor de potencia usando el controlador *Deadbeat*

Todos los resultados presentados anteriormente para el esquema de ejecución de tareas en paralelo, muestran el buen desempeño de los algoritmos de control implementados a una frecuencia de 10 kHz. De-

bido a que los controladores fueron implementados en un DSP, tal como se realizaría en un compensador real, se puede concluir que es viable la implementación de estos controladores en un dispositivo real, para frecuencias de ejecución cercanas a los 10 kHz.

Además, se verificó el buen funcionamiento de estos controladores en lo que respecta a compensación de armónicos y desbalances de corriente, y a corrección del factor de potencia de la carga. Si embargo, hasta el momento no se han considerado la compensación de corrientes con componentes homopolares. El análisis para este tipo de corrientes se realizó utilizando el esquema de ejecución de tareas en serie.

5.7.2 Resultados considerando el esquema de ejecución de tareas en serie

Tal como se comentó en la sección 5.3, al utilizar el esquema 2 (ejecución de tareas en serie) es posible controlar la inyección de corrientes con componentes homopolares y además, se puede realizar un control independiente para las tensiones en los condensadores del lado de continua.

Al realizar la implementación de las tareas de la etapa 1 y de la etapa 2 en la tarjeta d-SPACE y en el DSP, respectivamente, se determinaron las frecuencias de ejecución tanto para la simulación en tiempo real como para el sistema de control, según se presenta en la Tabla 5.7. Observe que estas frecuencias varían según el controlador de corriente implementado, ya que al utilizar el controlador *Deadbeat* el DSP debe procesar un mayor número de operaciones matemáticas y el algoritmo no puede ser ejecutado a la misma frecuencia que el algoritmo al utilizar el controlador por modulación delta. Las frecuencias de ejecución de la totalidad de la simulación en tiempo real es de 8 kHz para el caso de la modulación delta y de 6 kHz, para el controlador *Deadbeat*.

Tabla 5.7: Periodo de la simulación en tiempo real y del sistema de control para el esquema de ejecución de tareas en serie

PARÁMETRO	MODULACIÓN DELTA	CONTROL DEADBEAT
Periodo del simulador en tiempo real ΔT	41,67 μs	55,56 μs
Periodo del sistema de control T_s	83,33 μs	111,11 μs
Periodo total del simulador ΔT_{Total}	125 μs	166,67 μs

Para este esquema de ejecución de tareas, se realizó la simulación en tiempo real considerando las corrientes demandadas por la carga del caso 1 (compensación de corrientes balanceadas y distorsionadas y corrección del factor de potencia), en donde se prueba el compensador en la inyección de corrientes con componentes de secuencia homopolar. A continuación se presentan los resultados obtenidos.

Compensación de corrientes balanceadas y distorsionadas considerando el esquema de ejecución de tareas en serie: Las corrientes demandadas por la carga y la tensión de el PCC para este

caso, se presentan en la Figura 5.4. Notese que estas corrientes estan distorsionadas y desfasadas con respecto a la tensión en el PCC. Además, una de las componentes de esta corriente corresponde a un armónico de tercer orden de secuencia homopolar, el cual es utilizado para analizar el funcionamiento del compensador en la inyección de este tipo de corrientes.

La Figura 5.22, presenta las señales de tension y de corrientes del sistema al ejecutar la simulación en tiempo real del DSTATCOM utilizando como controlador de corriente la modulación delta. En esta figura se observan las corrientes inyectadas por el compensador, las corrientes por la red de suministro y la tensión en el PCC para la fase *a*, después de iniciada la acción de compensación. En la Figura 5.23, se presentan estas mismas señales pero para la simulación fuera de línea realizada en MATLAB/Simulink. Observando estas dos figuras se puede concluir que los resultados de las dos simulaciones son muy similares, lo cual verifica el correcto funcionamiento del simulador en tiempo real.

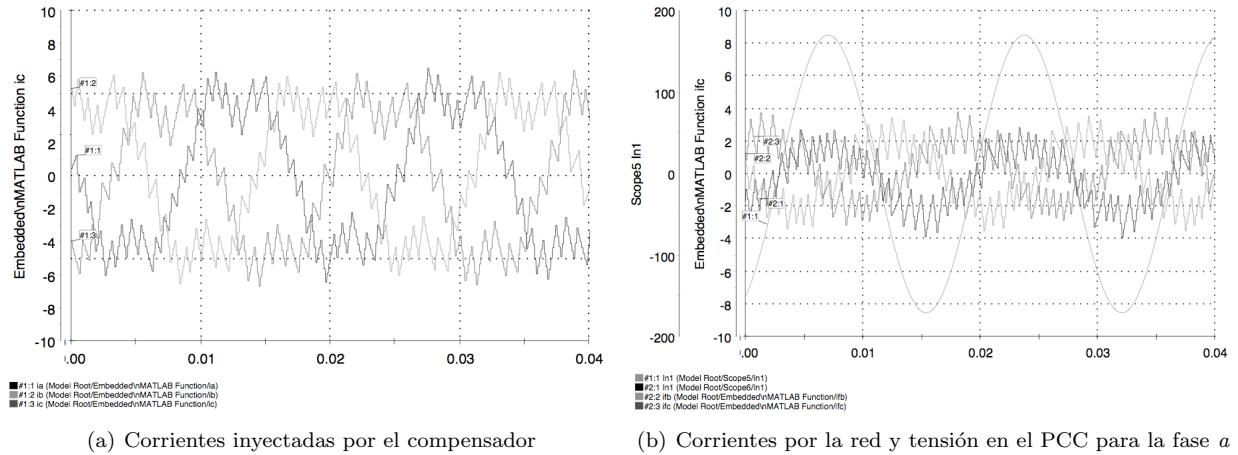
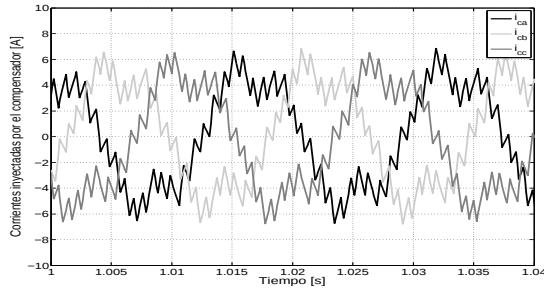


Figura 5.22: Tensiones y corrientes resultantes de la simulación en tiempo real para compensación de corrientes balanceadas y distorsionadas usando modulación delta

El compensador inyecta la componente no activa de la corriente demandada por la carga, la cual en este caso está compuesta de tres componentes. La primera corresponde a una corriente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental (60 Hz) adelantada 90° con respecto a la tensión de la red de suministro. La segunda componente corresponde a un tercer armónico de secuencia homopolar. Finalmente, la tercera componente es un quinto armónico de secuencia negativa. Según la Figura 5.22(b), al inyectar estas corrientes se compensa la distorsión armónica en las corrientes suministradas por la red de suministro. Además, las tensiones en el PCC y las corrientes por la red están en fase después de la compensación, por lo que el DSTATCOM corrige el factor de potencia.

Estos resultados muestran que la topología simulada en tiempo real (inversor trifásico con condensador



(a) Corrientes inyectadas por el compensador

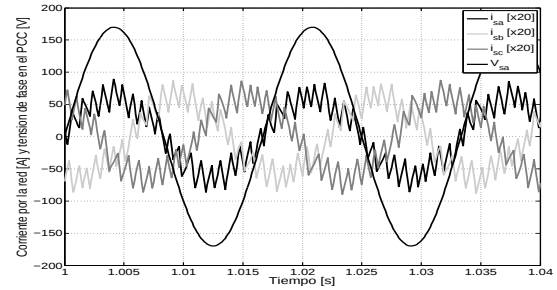
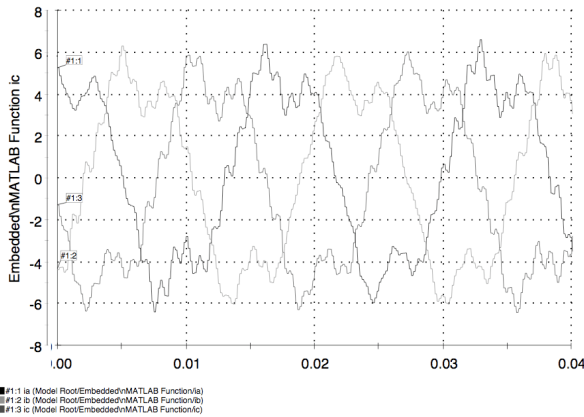
(b) Corrientes por la red y tensión en el PCC para la fase a

Figura 5.23: Tensiones y corrientes resultantes de la simulación en Matlab para compensación de corrientes balanceadas y distorsionadas usando modulación delta

repartido) tiene la capacidad de inyectar corrientes de secuencia homopolar.

Al comparar estos resultados con los obtenidos en los dos casos anteriores (Figuras 5.19 y 5.14), se puede ver que el rizado aumenta. Esto se debe a que la simulación se ejecuta a una menor frecuencia (8 kHz).

Los resultados obtenidos al utilizar el controlador *Deadbeat* se presentan en las Figuras 5.24 y 5.25, para la simulación en tiempo real y para la simulación en Matlab, respectivamente. Comparando estos resultados se puede verificar el correcto funcionamiento del simulador en tiempo real.



(a) Corrientes inyectadas por el compensador

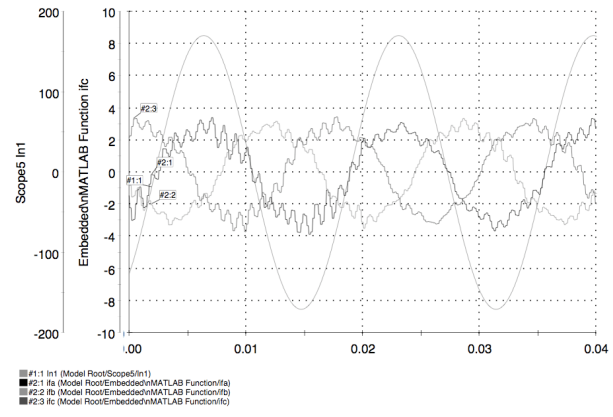
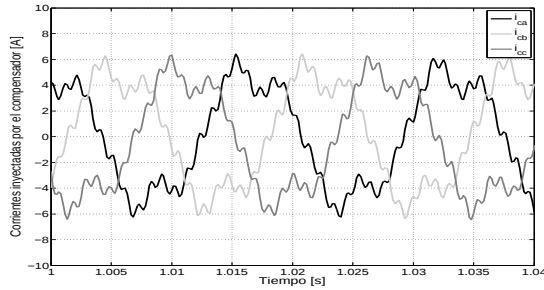
(b) Corrientes por la red y tensión en el PCC para la fase a

Figura 5.24: Tensiones y corrientes resultantes de la simulación en tiempo real para compensación de corrientes balanceadas y distorsionadas usando el controlador *Deadbeat*

En este caso, el DSTATCOM también compensa la distorsión armónica en las corrientes por la red de



(a) Corrientes inyectadas por el compensador

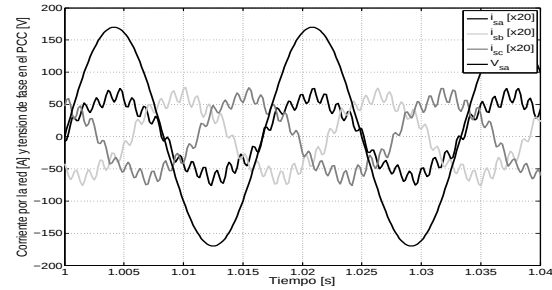
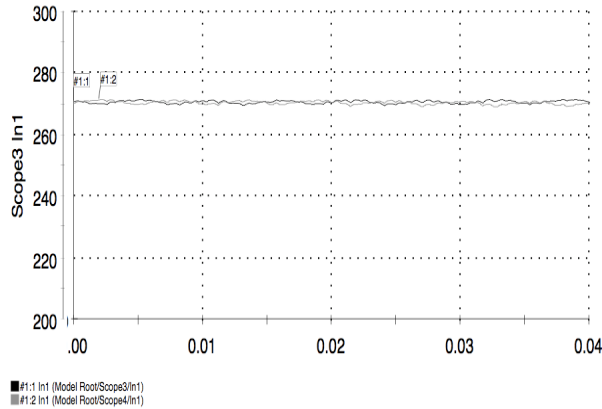
(b) Corrientes por la red y tensión en el PCC para la fase a

Figura 5.25: Tensiones y corrientes resultantes de la simulación en Matlab para compensación de corrientes balanceadas y distorsionadas usando el controlador *Deadbeat*

suministro y el factor de potencia de la carga, según se observa en la Figura 5.24. Además, la corriente resultante por la red de suministro presenta un rizado de alta frecuencia menor al que se obtuvo al implementar la modulación delta, lo que resalta de nuevo el mejor desempeño del controlador *Deadbeat*.



(a) Tensiones del lado de continua utilizando modulación delta

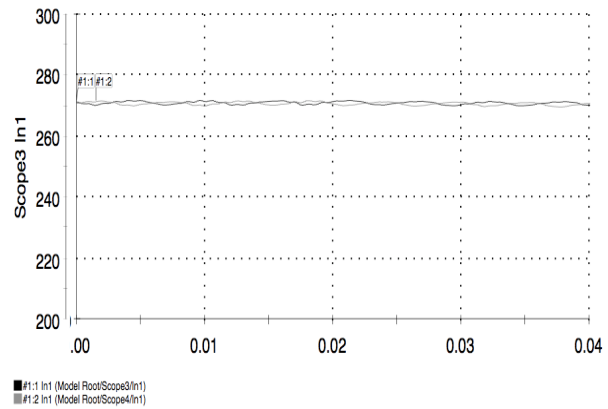
(b) Tensiones del lado de continua utilizando el controlador *Deadbeat*

Figura 5.26: Tensiones en el lado de continua resultantes de la simulación en tiempo real para compensación de corrientes distorsionadas

Finalmente, las tensiones de los dos condensadores en el lado de continua obtenidas al realizar la simulación en tiempo real, se presentan en las Figuras 5.26(a) y 5.26(b), para los controladores basados en la modulación delta y *Deadbeat*, respectivamente. En este caso, es posible controlar las tensiones de los dos condensadores por separado. Estas tensiones siguen su valor de referencia de 270 V y garantizan la controlabilidad del compensador. Además, se evitan posibles desbalances en las tensiones del lado de

continua. Estos resultados verifican el buen desempeño del algoritmo de control basado en dos reguladores PI, utilizado para este propósito.

Los resultados obtenidos muestran que las estrategias de control implementadas en el DSP logran sus objetivos de compensación (corrección del factor de potencia y mitigación de armónicos en corriente). En este caso, se puede concluir que es viable la implementación de estos controladores en un dispositivo real, para frecuencias de ejecución cercanas a los 8 kHz para la modulación delta y a 6 kHz para el controlador *Deadbeat*.

Conclusiones y futuros desarrollos

En este capítulo se presentan las principales conclusiones y observaciones de esta tesis de maestría, se exponen algunos de los proyectos futuros que podrían dar continuación a esta investigación y finalmente se mencionan los proyectos de investigación, proyectos dirigidos y publicaciones realizadas durante la ejecución de esta tesis.

6.1 Conclusiones y observaciones

- La simulación en tiempo real se presentó como una técnica utilizada para el desarrollo, análisis y verificación del funcionamiento de sistemas antes de realizar la implementación física de éstos. Esta técnica permite la interacción entre partes del sistema real y partes simuladas del sistema por medio de modelos que representan su funcionamiento, de tal manera que es posible realizar simulaciones con una aproximación más cercana a la realidad y así reducir costos y/o tiempo que llevaría la implementación de todo el sistema real.
- Los modelos promediados se presentaron como una excelente opción para la simulación en tiempo real del DSTATCOM cuando no es posible implementar los modelos del sistema a una frecuencia tal que se puedan detectar los cambios de estado de las señales de conmutación de los interruptores de potencia.
- El simulador en tiempo real del DSTATCOM desarrollado en esta tesis, permite validar la viabilidad de la implementación de los algoritmos de control de este tipo de compensadores, ya que el sistema de control es implementado de la misma forma como se haría en un compensador real. En el caso de los controladores considerados en esta tesis, éstos presentaron un buen desempeño al ser implementados a una frecuencia de 10 kHz para el DSP de referencia TMS320F2812 de *Texas Instruments*, en el esquema de ejecución de tareas en paralelo.
- Se implementaron los algoritmos basados en modulación delta y en el controlador *Deadbeat* para generar las señales de conmutación de los interruptores de potencia del convertidor. Según los resultados obtenidos tanto en las simulaciones en ATP, como en la simulación en tiempo real del DSTATCOM, el controlador *Deadbeat* presenta un mejor desempeño que la modulación delta en el seguimiento de la señal de referencia, debido a que éste se basa en la información del sistema para lograr generar una acción de control de tal manera que se alcance la señal de referencia al final del periodo de muestreo. Por su lado, la modulación delta trabaja siempre en saturación y es más sencilla de implementar, sin embargo, las corrientes inyectadas por el compensador presentan un mayor rizado de alta frecuencia.
- Se utilizó un algoritmo basado en la teoría de Fryze para realizar el cálculo de la señal de referencia. Las ventajas de este algoritmo es el hecho de que trabaja directamente en el dominio *abc* y requiere menos cálculos matemáticos para su implementación que la teoría basada en la potencia reactiva instantánea *pq*. Según los resultados obtenidos en ATP y en las simulaciones en tiempo real, este algoritmo permite calcular corrientes de referencia que al ser inyectadas a la red por el DSTATCOM, es posible corregir el factor de potencia y compensar el desequilibrio y la distorsión armónica en las corrientes demandadas por la carga, bajo condiciones ideales de la tensión de suministro.

- Para el control de las tensiones del lado de continua se implementaron dos algoritmos basados en uno y dos reguladores PI. El algoritmo basado en un PI requiere conocer la tensión de la totalidad del lado de continua para realizar el control. Este algoritmo presentó buenos resultados ya que garantizaba la controlabilidad del compensador en la mayoría de los casos de estudio presentados. Sin embargo, cuando el compensador tenía que inyectar corrientes con componente homopolar o nivel de continua, el algoritmo basado en un PI no siempre tenía la capacidad de mantener balanceadas las tensiones en los condensadores del lado de continua y podía resultar en la pérdida de la controlabilidad del dispositivo. Por su lado, el controlador basado en dos PI garantizaba no solo la controlabilidad del compensador, sino también el balance en las tensiones del lado de continua a pesar de corrientes con componente homopolar y nivel de continua. Sin embargo, este algoritmo necesitaba conocer las tensiones en los dos condensadores para poder ejecutar la acción de control y además, la compensación de corrientes con componentes homopolares no era perfecta.
- Una alternativa para reducir el rizado de alta frecuencia en las corrientes inyectadas por el compensador, es aumentar la frecuencia a la cual se ejecuta el sistema de control. Para esto, es necesario disponer de un procesador con mejores especificaciones que permita aumentar esta frecuencia. De igual manera, si se quieren implementar algoritmos de control de mayor complejidad que requieran un mayor número de cálculos es aconsejable mejorar las especificaciones del procesador de señales utilizado para este propósito, con el fin de no disminuir la frecuencia a la cual se ejecutan estos algoritmos.
- La selección de los parámetros del filtro de conexión a la red del compensador y de los condensadores del lado de continua dependen por un lado de las corrientes que debe inyectar el compensador de tal forma que se garantice el seguimiento de estas corrientes, y por otro lado, de la tensión en el PCC al cual el compensador es conectado con el fin de garantizar la inyección de corrientes a la red.
- La topología correspondiente al inversor trifásico con condensador repartido presenta una conexión entre el neutro de la red y el punto medio del lado de continua la cual permite compensar desbalances de origen homopolar, lo cual no es posible con la topología correspondiente al inversor trifásico en puente completo. Sin embargo, estas dos topologías presentaron excelentes resultados en la inyección de corrientes con componentes armónicas y señales desbalanceadas sin componentes homopolares.

6.2 Futuros trabajos

A continuación se exponen algunos de los proyectos futuros que podrían dar continuación a esta investigación:

- Implementación de la simulación en tiempo real del DSTATCOM considerando las topologías correspondientes al inversor trifásico de puente completo con cuatro ramas y al inversor con tres puentes completos monofásicos y cuatro hilos.
- Estudiar el funcionamiento de topologías multinivel y realizar la simulación en tiempo real considerando estas topologías.
- Implementar un prototipo del compensador real.
- Estudiar e implementar estrategias de control que permitan obtener mejores opciones de compensación a pesar de condiciones de suministro de tensión no ideales.
- Estudiar e implementar la simulación en tiempo real para los dispositivos de conexión serie (DVR) y de conexión serie-paralelo (UPQC).
- Proponer nuevos esquemas de comunicación y ejecución de tareas en procesadores con mejores especificaciones que permitan mejorar los resultados de la simulación en tiempo real.

6.3 Proyectos de investigación y proyectos dirigidos

Durante la ejecución de esta tesis de maestría, se llevaron a cabo y se dirigieron los siguientes proyectos:

- Proyecto DIF 5538: Estudio e implementación en tiempo real de algoritmos de estimación de magnitudes eléctricas para el control de dispositivos *Custom Power*. Periodo: Octubre 2008 - Marzo 2010. Entidad financiera: Vicerrectoría de Investigación y Extensión de la Universidad Industrial de Santander. Investigador principal: Dr. Johann Farith Petit Suárez.
- I. Diaz, H. Ortiz. “Estimación de parámetros de señales eléctricas: estudio e implementación de algoritmos basados en filtrado adaptativo”. Universidad Industrial de Santande. Tesis de pregrado. Dirigido como codirector. 2008.
- J. Gelvez, G. Vargas. “Filtros activos de potencia: análisis, modelado y control del convertidor de potencia”. Universidad Industrial de Santander. Tesis de pregrado. Dirigido como codirector. 2008.
- M. Gómez, J. Romero. “Análisis, modelado y control de un compensador estático para sistemas de distribución (D-STATCOM)”. Universidad Industrial de Santande. Tesis de pregrado. Dirigido como codirector. 2008.
- C. Ardila, A. Salamanca. “Restaurador dinámico de tensión (DVR): análisis y estrategias de control”. Universidad Industrial de Santande. Tesis de pregrado. Dirigido como codirector. 2009.

- C. Conde, M. Gamboa. “Estudio del uso de los compensadores activos (*Custom Power Devices*) para el mejoramiento de la calidad de la energía eléctrica en los sistemas de distribución”. Universidad Industrial de Santandé. Tesis de pregrado. Dirigido como codirector. Actualmente en desarrollo.
- O. Solano, C. Viviescas. “Filtros activos de potencia: control de la tensión del bus de continua en convertidores tipo fuente de tensión”. Universidad Industrial de Santandé. Tesis de pregrado. Dirigido como director. Actualmente en desarrollo.
- L. Alvarez, C. Niño. “*Flexible AC Transmission Systems (FACTS)*: Modelos para el análisis de flujos de carga. Universidad Industrial de Santandé. Tesis de pregrado. Dirigido como codirector. Actualmente en desarrollo.
- J. Joya, J. Rincón. “Estrategias de control y análisis de un acondicionador unificado de la calidad de la energía”. Universidad Industrial de Santandé. Tesis de pregrado. Dirigido como codirector. Actualmente en desarrollo.

6.4 Publicaciones realizadas

Publicaciones en congresos

- J. Petit, M. Mantilla. “Filtro resonante para la estimación en el dominio del tiempo de las componentes de secuencia de señales trifásicas desequilibradas y distorsionadas”. V Simposio Internacional sobre Calidad de la Energía Eléctrica (SICEL 2009), Bogotá, Colombia, 2009.
- M. Mantilla, J. Petit, C. Duarte, G. Ordoñez. “Errores en la estimación de armónicos utilizando la transformada discreta de Fourier y considerando el proceso de discretización de la señal”. IV Congreso Internacional de Ingenierías Eléctrica y Electrónica, Bucaramanga, Colombia, 2009.
- G. Vargas, J. Gelvez, M. Mantilla, J. Petit. “Active power filters: A comparative analysis of current control techniques”. IEEE ANDESCON 2010, Bogotá, Colombia, 2010.
- M. Mantilla, J. Petit. “DC bus voltage control in four-wire shunt active power filters with split capacitor”. IEEE Transmission Distribution Conference and Exposition (T&D 2010), Sao Paulo, Brazil, 2010.
- I. Diaz, H. Ortiz, M. Mantilla, J. Petit. “Electrical signals parameter estimation using adaptive filtering: A comparative study”. IEEE Transmission Distribution Conference and Exposition (T&D 2010), Sao Paulo, Brazil, 2010.

Publicaciones en revistas

- M. Mantilla, J. Petit, C. Duarte, G. Ordoñez. “Errores en la estimación de armónicos utilizando la transformada discreta de Fourier y considerando el proceso de discretización de la señal”. Revista Gerencia Tecnológica Informática GTI, Vol 9, 2010.
- M. Mantilla, J. Petit. “Compensadores estáticos de potencia: Visión general y revisión del estado del arte”. Revista UIS Ingenierías, Vol. 9, Fasc. 1, 2010.
- J. Petit, M. Mantilla, G. Ordoñez. “Estimación de las componentes simétricas instantáneas de señales eléctricas usando filtros sintonizados”. Revista chilena de ingeniería (Ingeniare), vol. 19, N°. 1, pp. 111-112, 2011.

Bibliografía

- [1] *Norma Técnica Colombiana 5000: Calidad de la potencia eléctrica (CPE). Definiciones y técnicas fundamentales*, Instituto Colombiano de Normas Técnicas Std., 2002.
- [2] A. Ghosh y G. Ledwich, *Power quality enhancement using custom power devices*, 1era ed. Kluwer's power electronics and power systems series, 2002.
- [3] R. Sermon, "An overview of power quality standards and guidelines from the end-user's point-of-view," *Rural Electric Power Conference, 2005*, pp. B1/1–B1/5, May 2005.
- [4] A. Baghini, *Handbook of Power Quality*. John Wiley & Sons Ltd, England, 2008.
- [5] "IEEE recommended practice for monitoring electric power quality," *IEEE Std 1159-1995*, pp. –, Nov 1995.
- [6] "IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems," *IEEE Std 519-1992*, pp. –, Apr 1993.
- [7] "Electromagnetic compatibility (EMC)," *IEC 61000*, vol. , p. , Nov .
- [8] J. Das, "Passive filters - potentialities and limitations," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 40, no. 1, pp. 232–241, Jan.-Feb. 2004.
- [9] B. Singh, V. Verma, A. Chandra, y K. Al-Haddad, "Hybrid filters for power quality improvement," *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, vol. 152, no. 3, pp. 365–378, May 2005.
- [10] N. Hingorani, "Introducing custom power," *Spectrum, IEEE*, vol. 32, no. 6, pp. 41–48, Jun 1995.
- [11] G. Taylor, "Power quality hardware solutions for distribution systems: Custom power," *Reliability, Security and Power Quality of Distribution Systems., 1995., IEE North Eastern Centre Power Section Symposium on the*, pp. 11/1–11/9, Apr 1995.

-
- [12] Y. Pal, A. Swarup, y B. Singh, "A review of compensating type custom power devices for power quality improvement," *Power System Technology and IEEE Power India Conference, 2008. POWERCON 2008. Joint International Conference on*, pp. 1–8, Oct. 2008.
- [13] M. Stump, G. Keane, y F. Leong, "The role of custom power products in enhancing power quality at industrial facilities," *Energy Management and Power Delivery, 1998. Proceedings of EMPD '98. 1998 International Conference on*, vol. 2, pp. 507–517 vol.2, Mar 1998.
- [14] W. Jing, X. Aiqin, y S. Yueyue, "A survey on control strategies of dynamic voltage restorer," *Harmonics and Quality of Power, 2008. ICHQP 2008. 13th International Conference on*, pp. 1–5, 28 2008-Oct. 1 2008.
- [15] C. Ardila y A. Salamanca, *Restaurador dinámico de tensión (DVR): Análisis y estrategias de control*. Universidad Industrial de Santander. Tesis pregrado, 2010.
- [16] C. Benachaiba y B. Ferdi, "Voltage quality improvement using DVR," *Electrical Power Quality and Utilisation*, vol. 14, 2008.
- [17] J. Praveen, B. Muni, S. Venkateshwarlu, y H. Makthal, "Review of dynamic voltage restorer for power quality improvement," vol. 1, pp. 749 – 754 Vol. 1, nov. 2004.
- [18] J. Petit, "Control de filtros activos de potencia para la mitigación de armónicos y mejora del factor de potencia en sistemas desequilibrados," Ph.D. dissertation, Universidad Carlos III de Madrid, Oct 2007.
- [19] V. R. Dinavahi, M. R. Iravani, y R. Bonert, "Real-time digital simulation of power electronic apparatus interfaced with digital controllers," *Power Engineering Review, IEEE*, vol. 21, no. 8, pp. 63–64, Aug. 2001.
- [20] V. Dinavahi, R. Iravani, y R. Bonert, "Design of a real-time digital simulator for a D-STATCOM system," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 5, pp. 1001–1008, Oct. 2004.
- [21] M. Dawande, V. Donescu, Z. Yao, y V. Rajagopalan, "Recent advances in simulation of power electronics converter systems," *Sadhana, Springer India*, vol. 22, no. 6, pp. 689–704, Dec. 1997.
- [22] G. Ledwich y A. Ghosh, "A flexible DSTATCOM operating in voltage or current control mode," *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, vol. 149, no. 2, pp. 215–224, Mar 2002.
- [23] A. Hasanzadeh, M. Parniani, y S. Sadriyeh, "A comparative study on current control methods for load balancing and power factor correction using statcom," *Power Tech, 2005 IEEE Russia*, pp. 1–7, June 2005.
-

-
- [24] D. Masand, S. Jain, y G. Agnihotri, "Control algorithms for distribution static compensator," *Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on*, vol. 3, pp. 1830–1834, July 2006.
- [25] B. Singh y J. Solanki, "A comparative study of control algorithms for DSTATCOM for load compensation," *Industrial Technology, 2006. ICIT 2006. IEEE International Conference on*, pp. 1492–1497, Dec. 2006.
- [26] B. Singh, A. Adya, A. Mittal, y J. Gupta, "Modeling, design and analysis of different controllers for DSTATCOM," *Power System Technology and IEEE Power India Conference, 2008. POWERCON 2008. Joint International Conference on*, pp. 1–8, Oct. 2008.
- [27] —, "Analysis, simulation and control of DSTATCOM in three-phase, four-wire isolated distribution systems," *Power India Conference, 2006 IEEE*, pp. 6 pp.–, 0-0 2006.
- [28] G. Escobar, A. Stankovic, y P. Mattavelli, "Reactive power, imbalance and harmonics compensation using d-statcom with a dissipativity-based controller," *Decision and Control, 2000. Proceedings of the 39th IEEE Conference on*, vol. 4, pp. 3051–3055 vol.4, 2000.
- [29] A. Ghosh y G. Ledwich, "Load compensating DSTATCOM in weak AC systems," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 4, pp. 1302–1309, Oct. 2003.
- [30] U. Rao, M. Mishra, y A. Ghosh, "Control strategies for load compensation using instantaneous symmetrical component theory under different supply voltages," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 23, no. 4, pp. 2310–2317, Oct. 2008.
- [31] S.-Y. Jung, T.-H. Kim, S.-I. Moon, y B.-M. Han, "Analysis and control of DSTATCOM for a line voltage regulation," *Power Engineering Society Winter Meeting, 2002. IEEE*, vol. 2, pp. 729–734 vol.2, 2002.
- [32] A. Elnady y M. Salama, "Unified approach for mitigating voltage sag and voltage flicker using the DSTATCOM," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 20, no. 2, pp. 992–1000, April 2005.
- [33] R. Cai, M. Bongiorno, y A. Sannino, "Control of D-STATCOM for voltage dip mitigation," *Future Power Systems, 2005 International Conference on*, pp. 6 pp.–6, Nov. 2005.
- [34] C. Sharmeela, G. Uma, y M. Mohan, "Multi-level distribution STATCOM for voltage sag and swell reduction," *Power Engineering Society General Meeting, 2005. IEEE*, pp. 1303–1307 Vol. 2, June 2005.
- [35] M. Haque, "Compensation of distribution system voltage sag by DVR and D-STATCOM," *Power Tech Proceedings, 2001 IEEE Porto*, vol. 1, pp. 5 pp. vol.1–, 2001.
-

-
- [36] T. Tian-yuan, J. Qi-rong, L. Gang, y L. Yu-xiang, "Comparison of direct and indirect current control strategy for DSTATCOM," *Power System Technology, 2006. PowerCon 2006. International Conference on*, pp. 1–8, Oct. 2006.
 - [37] J. Sun, D. Czarkowski, y Z. Zabar, "Voltage flicker mitigation using PWM-based distribution STATCOM," *Power Engineering Society Summer Meeting, 2002 IEEE*, vol. 1, pp. 616–621 vol.1, July 2002.
 - [38] H. Masdi, N. Mariun, S. Mahmud, A. Mohamed, y S. Yusuf, "Design of a prototype D-STATCOM for voltage sag mitigation," *Power and Energy Conference, 2004. PECon 2004. Proceedings. National*, pp. 61–66, Nov. 2004.
 - [39] L. Benchaïta, S. Saadate, y A. Salem nia, "A comparison of voltage source and current source shunt active filter by simulation and experimentation," *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol. 14, no. 2, pp. 642–647, May 1999.
 - [40] M. Routimo, M. Salo, y H. Tuusa, "Comparison of voltage-source and current-source shunt active power filters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 2, pp. 636–643, March 2007.
 - [41] B. Singh, K. Al-Haddad, y A. Chandra, "A review of active filters for power quality improvement," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 5, pp. 960–971, Oct 1999.
 - [42] P. Rodriguez, "Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos," Ph. D dissertation, Universidad Politecnica de Cataluna, Barcelona, Barcelona, 2005.
 - [43] J. Barrena, S. Aurtenechea, J. Canales, M. Rodriguez, y L. Marroyo, "Design, analysis and comparison of multilevel topologies for DSTATCOM applications," *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, pp. 10 pp.–P.10, 0-0 2005.
 - [44] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. Pe andrez, y J. Leon, "Recent advances and industrial applications of multilevel converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 8, pp. 2553 –2580, aug. 2010.
 - [45] D. Chen y S. Xie, "Review of the control strategies applied to active power filters," *Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies, 2004. (DRPT 2004). Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on*, vol. 2, pp. 666–670 Vol.2, April 2004.
 - [46] G. Marques, "A comparison of active power filter control methods in unbalanced and non-sinusoidal conditions," *Industrial Electronics Society, 1998. IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE*, vol. 1, pp. 444–449 vol.1, Aug-4 Sep 1998.
-

-
- [47] V. Staudt, "Fryze - Buchholz - Depenbrock: A time-domain power theory," *Nonsinusoidal Currents and Compensation, 2008. ISNCC 2008. International School on*, pp. 1–12, June 2008.
- [48] O. Rafael, K. Chariff, O. Mohamad, y S. Daniel, "Comparison of reference current generation techniques for non-active power compensation under distorted and unbalanced conditions," *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*, pp. 2297–2302, Nov. 2006.
- [49] H. Akagi, E. Watanabe, y M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, M. E. El-Hawary, Ed. IEEE Press Editorial Board, January-February 2008, vol. 6, no. 1.
- [50] R. Herrera, P. Salmeron, y H. Kim, "Instantaneous reactive power theory applied to active power filter compensation: Different approaches, assessment, and experimental results," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 1, pp. 184–196, Jan. 2008.
- [51] M. I. M. Montero, E. R. Cadaval, y F. B. Gonzalez, "Comparison of control strategies for shunt active power filters in three-phase four-wire systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 1, pp. 229–236, Jan. 2007.
- [52] J. Asquerino y P. Revuelta, "Strategies of instantaneous compensation for three-phase four-wire circuits," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 17, no. 4, pp. 1079–1084, Oct 2002.
- [53] H. Akagi, Y. Kanazawa, y A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-20, no. 3, pp. 625–630, May 1984.
- [54] H. Akagi, S. Ogasawara, y H. Kim, "The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: a comprehensive approach," *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, vol. 1, pp. 431–439 vol.1, 1999.
- [55] H. Kim, F. Blaabjerg, B. Bak-Jensen, y J. Choi, "Instantaneous power compensation in three-phase systems by using p-q-r theory," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 17, no. 5, pp. 701–710, Sep 2002.
- [56] S. Karimi, P. Poure, y S. Saadate, "Reference current generation without PLL for shunt active filter under distorted and unbalanced conditions," *Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on*, pp. 363–368, 30 2008-July 2 2008.
- [57] J. Petit, G. Robles, y H. Amaris, "Current reference control for shunt active power filters under nonsinusoidal voltage conditions," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 4, pp. 2254–2261, Oct. 2007.
-

-
- [58] M. Mishra, K. Karthikeyan, y P. Linash, "A development and implementation of DSP based DSTATCOM to compensate unbalanced nonlinear loads," *Power India Conference, 2006 IEEE*, pp. 8 pp.–, 0-0 2006.
- [59] J. Petit, H. Amaris, y G. Robles, "Estimacion de la corriente de referencia de un filtro activo de potencia usando el filtro kalman," *UIS Ingenierías*, vol. 7, pp. 83–84, 2008.
- [60] —, "Current control schemes for shunt active filters: Predictive algorithms," *Transmission and Distribution Conference and Exhibition, 2005/2006 IEEE PES*, pp. 693–698, May 2006.
- [61] B. Singh, J. Solanki, y V. Verma, "Neural network based control of DSTATCOM with rating reduction for three-phase four-wire system," *Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on*, vol. 2, pp. 920–925, Nov. 2005.
- [62] S. Buso, L. Malesani, y P. Mattavelli, "Comparison of current control techniques for active filter applications," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 5, pp. 722–729, Oct 1998.
- [63] M. Kazmierkowski y L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 5, pp. 691–703, Oct 1998.
- [64] J. Petit, H. Amaris, y G. Robles, "Current control schemes for three-phase four-wire shunt active power filters: a comparative study," *Revista Facultad De Ingenieria Universidad De Antioquia*, vol. 52, pp. 206–214, 2010.
- [65] A. Zouidi, F. Fnaiech, y K. Al-Haddad, "Neural network controlled three-phase three-wire shunt active power filter," *Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on*, vol. 1, pp. 5–10, July 2006.
- [66] Y. Xiao-ping, Z. Yan-ru, y W. Yan, "A novel control method for DSTATCOM using artificial neural network," *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPERC 2006. CES/IEEE 5th International*, vol. 3, pp. 1–4, Aug. 2006.
- [67] M. Romero, J. y Gomez, *Analisis, modelado y control de un compensador estatico para sistemas de distribucion*. Universidad Industrial de Santander. Tesis pregrado, 2010.
- [68] M. Depenbrock, "The FBD-method, a generally applicable tool for analyzing power relations," pp. 135 –141, sep 1992.
- [69] M. Depenbrock, V. Staudt, y H. Wrede, "A theoretical investigation of original and modified instantaneous power theory applied to four-wire systems," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 39, no. 4, pp. 1160 – 1168, july-aug. 2003.
-

-
- [70] E. Clarke, *Circuits Analysis of AC Power Systems. Vol 1 Symmetrical and related components*, 2da ed., J. W. y Sons, Ed., 1947.
- [71] M. A. Mantilla y J. F. Petit, "DC bus voltage control in four-wire shunt active power filters with split capacitor," *IEEE Transmission & Distribution Conference and Exposition: Latin America, 2010. T & D 2010. IEEE/PES*, 2010.
- [72] J. Gelvez y G. Vargas, *Filtros activos de potencia: Análisis comparativo entre técnicas de control utilizadas en el convertidor de potencia*. Universidad Industrial de Santander. Tesis pregrado, 2010.
- [73] D. G. Holmes y T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice (IEEE Press Series on Power Engineering)*, S. E. Mohamed E. El-Hawary, Ed. John Wiley and Sons, Inc, 2003.
- [74] Z. Liu, Q. Song, H. Zhang, y W. Liu, "Real-time digital simulation for a 50mvar cascaded multilevel STATCOM," pp. 1–6, Oct. 2006.
- [75] K. Ogata, *Sistemas de control en tiempo discreto*, segunda ed. Prentice Hall, 2000.
- [76] J. Wu, Y. Cheng, A. Srivastava, N. Schulz, y H. Ginn, "Hardware in the loop test for power system modeling and simulation," pp. 1892–1897, 29 2006-Nov. 1 2006.
- [77] P. Giroux, G. Sybille, y H. Le-Huy, "Modeling and simulation of a distribution STATCOM using simulink's power system blockset," *Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE*, vol. 2, pp. 990–994 vol.2, 2001.
- [78] G. Parma y V. Dinavahi, "Real-time digital hardware simulation of power electronics and drives," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 2, pp. 1235–1246, April 2007.
- [79] dSPACE, "Single-board hardware / DS1104 R&D controller board," *www.dspace.com*, January 2011.
- [80] —, "Hardware installation and configuration: DS1104 R&D controller board," dSPACE, Tech. Rep., December 2006.
- [81] —, "Implementation guide: Real-time interface (RTI and RTI-MP)," dSPACE, Tech. Rep., July 2008.
- [82] T. Instruments, "C2000 32 bit x 28x fixed-point series," *www.ti.com*, June 2011.
- [83] O. Solano y C. Viviescas, *Filtros activos de potencia: Control de la tensión del bus de continua en convertidores tipo fuente de tensión*. Universidad Industrial de Santander. Tesis pregrado, 2011.
- [84] S. D. Incorporated, "Technical reference ezdsp TM F2812," Spectrum Digital Incorporated, Tech. Rep., September 2003.
-

- [85] dSPACE, “Experiment guide: Controldesk,” dSPACE, Tech. Rep., July 2008.