



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y ESTUDIOS DE POSGRADO
FACULTAD DE INGENIERÍA**

**OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR CA/CD/CA TRIFÁSICO OPERANDO
CON DESBALANCES DE TENSIÓN APLICADO A UN GENERADOR
ELÉCTRICO DOBLEMENTE ALIMENTADO**

T E S I S

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

P R E S E N T A:

ING. RICARDO SIERRA RIVERA

ASESOR:

DR. VÍCTOR MANUEL CÁRDENAS GALINDO

SAN LUIS POTOSÍ, S.L.P.

NOVIEMBRE 2012





Universidad Autónoma de San Luis Potosí
Facultad de Ingeniería



Centro de Investigación y Estudios de Posgrado

Maestría en Ingeniería Eléctrica
Opción Control Automático

**“OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR CA/CD/CA TRIFÁSICO OPERANDO
CON DESBALANCES DE TENSIÓN APLICADO A UN GENERADOR
ELÉCTRICO DOBLEMENTE ALIMENTADO”**

Presenta:

Ing. Ricardo Sierra Rivera

Sinodales:

Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo
(Asesor de tesis)

Dr. Ciro Alberto Núñez Gutiérrez

Dr. Homero Miranda Vidales

Dr. José de Jesús Lira Pérez

Dra. Nancy Visairo Cruz

San Luis Potosí, S. L. P. Noviembre de 2012

14 de mayo de 2012



ING. RICARDO SIERRA RIVERA
P R E S E N T E . -

En atención a su solicitud de Tema y Temario, presentada por el **Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo**, Asesor de la Tesis que desarrollará Usted, con el objeto de obtener el Grado de **Maestría en Ingeniería Eléctrica**. Me es grato comunicarle que en la Sesión de Consejo Técnico Consultivo celebrada el día 14 de mayo del presente año, fue aprobado el Tema y Temario propuesto:

TEMARIO:

**“OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR CA/CD/CA TRIFÁSICO
OPERANDO CON DESBALANCES DE TENSIÓN APLICADO A UN
GENERADOR ELÉCTRICO DOBLEMENTE ALIMENTADO”**

INTRODUCCIÓN

- I. ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR CA/CD/CA.
- II. OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR CA/CD/CA ANTE DESBALANCES DE TENSIÓN.
- III. OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR CA/CD/CA ACOPLADO A UN GENERADOR DOBLEMENTE ALIMENTADO.
- IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES.

CONCLUSIONES.

ANEXOS.

BIBLIOGRAFÍA.

“MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO”

ATENTAMENTE


ING. ARMANDO VIRAMONTES ALDANA
DIRECTOR


UNIVERSIDAD AUTONOMA
DE SAN LUIS POTOSI
FACULTAD DE INGENIERIA
DIRECCION



**FACULTAD
DE INGENIERÍA**

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

bc b

*Dedicado a mis padres, hermanos y familia en general quienes
me han apoyado incansablemente y darne la educación que
tengo.*

Gracias totales

Agradecimientos

Un enorme agradecimiento a mi asesor, el Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo por su amistad y por depositar en mí su confianza desde el principio de este proceso. Por compartir su experiencias y grandes enseñanzas, gracias.

Agradezco a los revisores de este trabajo, la Dra. Nancy Visairo, el Dr. Ciro Núñez, el Dr. Jesús Lira y el Dr. Homero Miranda por sus grandes enseñanzas desde la licenciatura y ahora con la aportación de sus conocimientos y comentarios de este trabajo. Gracias por su amistad y aportaciones. Un agradecimiento especial al Dr. Ricardo Álvarez Salas por compartir sus conocimientos dentro y fuera de clases, al Dr. Mauro Maya y al Dr. Daniel Campos.

A mis compañeros de generación, la H.P. generación 2009, de los que aprendí que una maestría no se hace sólo por el grado si no por la diversidad de conocimiento que se aporta a la causa y todas aquellas ajenas cosas que se compartieron durante esta larga pero divertida experiencia. Gaby, Lina, Parga, Eliazar, Alejandro, Pecina, Isaac, Roberto, Heriberto y Christian, gracias.

Gracias al M.I Christian, el M.I. Heriberto y al M.I. Pecina por compartir sus amplios conocimientos musicales y los tiempos compartidos en el Laboratorio, proyectos, trabajos y tareas durante este largo camino.

A Mario Gonzáles por estar al pendiente de mi avance y aconsejarme cuando necesitaba ayuda aun que fuera a distancia, a Javier Pérez por trabajar juntos en proyectos muy interesantes, compartiendo su experiencia y sabiduría, valla que se trabajo duro, y Víctor Espinoza quien salvó mi computadora innumerables veces. Gracias por su ayuda y amistad.

A Ana Cecilia, encargada del LAB. CEECM que desde el principio me apoyo compartiendo proyectos, conocimientos y amistad.

A mis grandes amigos de Cruz Roja, Toño, Cesar Rocha, Ismael Hdz., Omar, Ricardo, Lalo, Jorge, Giss, Blanca, Caro, Gerardo, José y Orión por siempre mantenerme con los pies en la tierra.

A mis amigos de Licenciatura Guillermo, Christian, Carrasco, Felipe, Eder, Quique, Jorge Zacarias y Sergio por aguantar mi estrés y los muchos “no” que les dije.

Un especial agradecimiento a Janeth Alcalá quien me ayudo con paciencia en el mundo del *BTB*, quien me regaño cuando debía, apoyándome en los momentos difíciles y festejando mis logros, que también fueron sus logros. A la amistad y apoyo incondicional, gracias.

A mi padre Alfonso, a mi madre Socorro, a mis hermanos Magdalena, Guadalupe, Carmen, Alfonso, Enrique, Socorro, a mis cuñados Javier, Marco, Joel, Ileana y Eliazar y todos mis sobrinos. Gracias por apoyarme y ayudarme en los momentos fáciles pero más en los difíciles, ustedes saben.

A la señora Graciela, a Liz y Zory por ayudarme y darme una mano en todo lo que necesite durante la estancia en este posgrado.

Y finalmente un agradecimiento a CONACYT por apoyarme con la beca que hizo posible este trabajo.

Además a:

Dr. Sinuhe Ramírez

Ing. Sergio Castro

Dr. Roel Cruz

Adrián Ramírez

Ana Medina

Daniel Gerardo

Emanuel Rosas

ENFIL de México S.A. de C.V

Gaby Velázquez

Hugo Cesar

Jorge Marín

Manuel Barrios

Priscila Juárez

Salvador Fernando

Tonatiuh Echevoyen

Índice general

	Página
Lista de figuras	III
Lista de tablas	IX
Lista de símbolos y acrónimos	XI
Resumen	1
INTRODUCCIÓN	3
1. Planteamiento del problema	3
2. Generadores eólicos	4
3. Convertidores CA/CD/CA	5
4. Fallas en sistemas eléctricos	7
5. Generadores doblemente alimentados acoplados a convertidores CA/CD/CA con desbalances de tensión	8
6. Objetivo general	10
6.1. Objetivos particulares	10
6.2. Metodología y alcances	11
7. Contenido general de la tesis	12
CAPÍTULO I	
Análisis del convertidor CA/CD/CA	13
I.1 Modelo del sistema	13
I.2 Modelo promedio del convertidor	16
I.3 Región de operación	19
I.3.1. Operación en la región lineal	20
I.4 Dimensionamiento de componentes pasivos	24
I.4.1. Dimensionamiento de inductores	24
I.4.2. Dimensionamiento del condensador	25
I.5 Dimensionamiento del convertidor CA/CA/CD (ejemplo numérico)	27
CAPÍTULO II	
Operación del convertidor CA/CD/CA ante desbalances de tensión	37
II.1 Clasificación de sags	37
II.1.1. Calidad de la energía eléctrica y tipo de perturbaciones	37

II.1.2. Sags de voltaje	39
II.2 Operación del convertidor CA/CD/CA en lazo abierto	43
II.2.1. Operación del convertidor en condiciones normales de operación	43
II.2.2. Operación del convertidor con un sag trifásico balanceado de tensión	47
II.2.3. Operación del convertidor ante un sag tipo C	52
II.3 Estrategia de control	54
II.3.1. Control desacoplado de potencia	55
CAPÍTULO III	
Operación del convertidor CA/CD/CA acoplado a un generador doblemente alimentado	63
III.1 Máquinas eléctricas	63
III.2 Máquinas de inducción	63
III.3 Convertidor CA/CD/CA acoplado al generador doblemente alimentado	67
III.4 Resultados de simulación	70
III.4.1 Convertidor CA/CD/CA acoplado a un generador doblemente alimentado sometido a un sag trifásico balanceado	74
III.4.2 Convertidor CA/CD/CA acoplado a un generador doblemente alimentado sometido a un sag tipo B	78
III.5 Discusión de resultados	83
CAPITULO IV	
Resultados experimentales	85
IV.1 Descripción del Prototipo Experimental	85
IV.1.1 Etapa de Potencia	86
IV.1.2 Etapa de sensado	88
IV.1.3 Etapa de Control	88
IV.2 Resultados en estado estable en condiciones nominales	89
IV.3 Resultados con desbalances de tensión	94
IV.3.1 Caída trifásica de tensión del voltaje nominal en estado estable (caso I)	94
IV.3.2 Desbalance de tensión monofásico (caso II)	97
IV.3.3 Desbalance bifásico de tensión (caso III)	101
IV.3.4 Desbalance bifásico emulando un sag tipo D (caso IV)	104
IV.4 Discusión de resultados	107
CONCLUSIONES	109
ANEXO A	113
ANEXO B	115
ANEXO C	121
BIBLIOGRAFÍA	129

Lista de figuras

	Página
Figura 1. Generador de inducción jaula de ardilla conectado a la red eléctrica.	4
Figura 2. Generador síncrono acoplado a un convertidor CA/CD/CA.	5
Figura 3. Generador doblemente alimentado acoplado a un convertidor CA/CD/CA.	5
Figura 4. Convertidor CA/CD/CA con IGBT.	6
Figura 1.1. Convertidor CA/CD/CA.	13
Figura 1.2. Convertidor CA/CD/CA modelado con interruptores ideales.	14
Figura 1.3. Voltaje en la rama a en el punto central z del bus de CD.	15
Figura 1.4. Modelo promedio del convertidor CA/CD/CA por fase.	16
Figura 1.5. Representación vectorial del marco referencia " abc " al marco de referencia " $dq0$ ".	18
Figura 1.6. Modulación PWM; (a) señal triangular comparada con las señales moduladoras desfasadas 120° y (b) voltaje PWM de la fase a .	20
Figura 1.7. Voltaje PWM entre líneas.	21
Figura 1.8. Espectro en frecuencia del voltaje PWM.	21
Figura 1.9. Operación lineal del convertidor CA/CD/CA.	22
Figura 1.10. Relación de voltaje de CD, inductancia y modulación.	28
Figura 1.11. Corriente de salida del convertidor VSC1 y corriente de entrada del convertidor VSC2.	29
Figura 1.12. Espectro en frecuencia de la corriente de CD del convertidor VSC1.	30
Figura 1.13. Espectro en frecuencia de la corriente de CD del convertidor VSC2.	30
Figura 1.14. Corriente en el bus de CD.	31
Figura 1.15. Espectro en frecuencia de la corriente del bus de CD.	31
Figura 1.16. Voltaje en el bus de CD.	32
Figura 1.17. Espectro en frecuencia de la tensión en el bus de CD.	33
Figura 1.18. Región de operación de la potencia activa del convertidor VSC1 y VSC2.	34
Figura 1.19. Región de operación de la potencia reactiva del convertidor VSC1 y VSC2.	34
Figura 1.20. Relación de la potencia activa, reactiva y factor de potencia.	35
Figura 1.21. Relación de la potencia activa, reactiva y corriente eficaz.	35
Figura 2.1. Caracterización de las perturbaciones del voltaje	39
Figura 2.2. Divisor de voltaje para un sag de voltaje.	40
Figura 2.3. Sag de voltaje tipo A.	41
Figura 2.4. Sag de voltaje tipo B.	41

Figura 2.5. Sag de voltaje tipo C.	42
Figura 2.6. Sag de voltaje tipo D.	42
Figura 2.7. Convertidor CA/CD/CA.	43
Figura 2.8. Voltaje y corriente del convertidor VSC1.	45
Figura 2.9. Voltaje del bus de CD.	45
Figura 2.10. Voltaje y corriente del convertidor VSC2.	46
Figura 2.11. Potencia activa y reactiva de los convertidores VSC1 y VSC2.	46
Figura 2.12. Sag de tensión de entrada hacia el convertidor VSC1.	47
Figura 2.13. Corriente durante un desbalance de tensión.	48
Figura 2.14. Potencia activa y reactiva del convertidor VSC1.	49
Figura 2.15. Caída de tensión del bus de CD durante el sag de tensión.	50
Figura 2.16. Potencia en el convertidor VSC2.	51
Figura 2.17. Corriente del convertidor VSC2.	51
Figura 2.18. Voltaje y corriente de un sag tipo C en el convertidor VSC1.	52
Figura 2.19. Voltaje en el bus de CD durante el sag tipo C.	53
Figura 2.20. Potencia en el convertidor VSC1 con un sag tipo C.	53
Figura 2.21. Estructura general del sistema de control.	55
Figura 2.22. Diagrama de los lazos de control del convertidor CA/CD/CA.	56
Figura 2.23. Sag de tensión tipo C en el marco de referencia abc y dq .	57
Figura 2.24. Corriente durante el sag tipo C en el marco de referencia abc y dq .	57
Figura 2.25. Lazos internos y externos de la fase a del convertidor VSC1. El esquema es similar para las fases b y c .	58
Figura 2.26. Lazos internos y externos del convertidor VSC2.	59
Figura 2.27. Diagrama de bloques del lazo externo de tensión del bus de CD.	60
Figura 2.28. Lazos externos de potencia activa y reactiva del convertidor VSC2.	61
Figura 2.29. Lazo externo de potencia reactiva de la fase a del convertidor VSC1.	61
Figura 3.1. a) Máquina de inducción tipo jaula de ardilla y b) máquina de inducción de rotor devanado o maquina de inducción doblemente alimentada.	64
Figura 3.2. Circuito equivalente por fase de la máquina de inducción doblemente alimentada.	65
Figura 3.3. Máquina de inducción operando como motor y como generador.	66
Figura 3.4. Convertidor CA/CD/CA acoplado a un generador doblemente alimentado.	67
Figura 3.5. Flujo de potencia del convertidor CA/CD/CA y máquina de inducción doblemente alimentada.	68
Figura 3.6. Diagrama de control para el convertidor CA/CD/CA acoplado a la máquina de inducción doblemente alimentada.	68
Figura 3.7. Voltajes y corrientes de red.	70
Figura 3.8. Potencia activa y reactiva de la red eléctrica.	71
Figura 3.9. Voltaje y corriente del convertidor VSC1.	71
Figura 3.10. Potencia activa y reactiva del convertidor VSC1.	72
Figura 3.11. Voltaje en el bus de CD.	72

Figura 3.12. Corriente del convertidor VSC2 y rotor de la máquina a 6.66Hz.	73
Figura 3.13. Voltaje y corriente en el estator de la máquina.	73
Figura 3.14. Potencia activa y reactiva del estator de la máquina.	74
Figura 3.15. Sag de tensión de 0.9 p.u y corriente en la red eléctrica.	75
Figura 3.16. Potencia activa y reactiva de la red eléctrica.	75
Figura 3.17. Voltaje y corriente en el convertidor VSC1 durante el sag de tensión.	76
Figura 3.18. Potencia transferida activa y reactiva en el convertidor VSC1 durante el sag de tensión.	76
Figura 3.19. Voltaje en el bus de CD durante el sag de tensión.	77
Figura 3.20. Corriente del convertidor VSC2 y rotor de la máquina a 6.66Hz.	77
Figura 3.21. Voltaje y corriente en el estator de la máquina.	78
Figura 3.22. Potencia activa y reactiva en el estator de la máquina doblemente alimentada.	78
Figura 3.23. Sag de tensión tipo B de magnitud 0.9 p.u y la corriente de la red eléctrica.	79
Figura 3.24. Potencia activa y reactiva de la red eléctrica.	79
Figura 3.25. Voltaje y corriente en el convertidor VSC1 durante el sag de tensión tipo B.	80
Figura 3.26. Potencia activa y reactiva transferida en el convertidor VSC1 durante el sag.	80
Figura 3.27. Voltaje en el bus de CD durante el sag tipo B.	81
Figura 3.28. Espectro en frecuencia durante el sag de tensión.	81
Figura 3.29. Corriente del convertidor VSC2 y rotor de la máquina a 6.66Hz .	82
Figura 3.30 Voltaje y corriente en el estator de la máquina durante el sag tipo B.	82
Figura 3.31. Potencia activa y reactiva del estator de la máquina durante el sag tipo B.	83
Figura 4.1. Etapa experimental.	86
Figura 4.2. Prototipo experimental del convertidor CA/CD/CA.	87
Figura 4.3. a) sensor de voltaje y b) sensor de corriente.	88
Figura 4.4. Operación bajo condiciones balanceadas en el convertidor VSC1. Ch1) voltaje en el bus de CD, Ch2), Ch3 y Ch4) voltajes de la fase <i>a</i> , <i>b</i> y <i>c</i> .	90
Figura 4.5. Voltaje y corriente del convertidor VSC1. Ch2) voltaje en la fase <i>a</i> , Ch4) voltaje en la fase <i>b</i> , Ch1) corriente en la fase <i>a</i> y Ch3) corriente en la fase <i>b</i> .	90
Figura 4.6. Voltaje y corriente trifásica del convertidor VSC1; Ch2) Voltaje de la fase <i>a</i> , Ch1), Ch3) y Ch4) corriente de la fase <i>a</i> , <i>b</i> y <i>c</i> .	91
Figura 4.7. Ch3) potencia de la fase <i>a</i> ; [1V/Div=100W], Ch1) voltaje de la fase <i>a</i> y Ch2) corriente de la fase <i>a</i> .	91
Figura 4.8. Ch3) potencia de la fase <i>b</i> ; [1V/Div=100W], Ch4) voltaje de la fase <i>b</i> y Ch2) corriente de la fase <i>b</i> .	92
Figura 4.9. Ch3) potencia de la fase <i>c</i> ; [1V/Div=100W], Ch1) voltaje de la fase <i>c</i> y Ch2) corriente de la fase <i>c</i> .	92
Figura 4.10. Moduladoras del convertidor VSC1; Ch1) moduladora de la fase <i>a</i> , Ch3) moduladora de la fase <i>b</i> y Ch4) moduladora de la fase <i>c</i> .	93

Figura 4.11. Cambio de carga; Ch2) voltaje en el bus de CD, Ch1), Ch3), Ch4) Corriente de las fases <i>a</i> , <i>b</i> , <i>c</i> del convertidor VSC1.	93
Figura 4.12. Operación en estado estable de una caída de tensión trifásica del convertidor VSC1. Ch1) voltaje en el bus de CD, Ch2), Ch3 y Ch4) voltajes de la fase <i>a</i> , <i>b</i> y <i>c</i> .	94
Figura 4.13. Voltaje y corriente trifásica del convertidor VSC1; Ch2) voltaje de la fase <i>a</i> , Ch1), Ch3) y Ch4) corriente de la fase <i>a</i> , <i>b</i> y <i>c</i> .	95
Figura 4.14. Ch3) Potencia de la fase <i>a</i> ; [500mV/Div=50W], Ch1) voltaje de la fase <i>a</i> y Ch2) corriente de la fase <i>a</i> .	95
Figura 4.15. Ch3) potencia de la fase <i>b</i> ; [500mV/Div=50W], Ch1) voltaje de la fase <i>b</i> y Ch2) corriente de la fase <i>b</i> .	96
Figura 4.16. Ch3) potencia de la fase <i>c</i> ; [1V/Div=100W], Ch1) voltaje de la fase <i>c</i> y Ch2) corriente de la fase <i>c</i> .	96
Figura 4.17. Potencia activa y reactiva del convertidor VSC1; [1V/Div=100W].	97
Figura 4.18. Operación en estado estable de un desbalance de tensión monofásico del convertidor VSC1. Ch1) Voltaje en el bus de CD, Ch2), Ch3 y Ch4) voltajes de la fase <i>a</i> , <i>b</i> y <i>c</i> .	97
Figura 4.19. Voltaje y corriente trifásica del convertidor VSC1; Ch2) voltaje de la fase <i>a</i> , Ch1), Ch3) y Ch4) corriente de la fase <i>a</i> , <i>b</i> y <i>c</i> .	98
Figura 4.20. Ch3) potencia de la fase <i>a</i> [1V/Div=100W], Ch1) voltaje de la fase <i>a</i> y Ch2) corriente de la fase <i>a</i> .	99
Figura 4.21. Ch3) potencia de la fase <i>b</i> [1V/Div=100W], Ch1) voltaje de la fase <i>b</i> y Ch2) corriente de la fase <i>b</i> .	99
Figura 4.22. Ch3) potencia de la fase <i>c</i> ; [1V/Div=100W], Ch1) voltaje de la fase <i>c</i> y Ch2) corriente de la fase <i>c</i> .	100
Figura 4.23. Potencia activa y reactiva del convertidor VSC1; [1V/Div=100W].	100
Figura 4.24. Operación en estado estable de un desbalance bifásico del convertidor VSC1. Ch1) Voltaje en el bus de CD, Ch2), Ch3 y Ch4) voltajes de la fase <i>a</i> , <i>b</i> y <i>c</i> .	101
Figura 4.25. Voltaje y corriente trifásica del convertidor VSC1; Ch2) Voltaje de la fase <i>a</i> , Ch1), Ch3) y Ch4) corriente de la fase <i>a</i> , <i>b</i> y <i>c</i> .	102
Figura 4.26. Ch3) potencia de la fase <i>a</i> ; [1V/Div=100W], Ch1) voltaje de la fase <i>a</i> y Ch2) corriente de la fase <i>a</i> .	102
Figura 4.27. Ch3) potencia de la fase <i>b</i> ; [500mV/Div=50W], Ch1) voltaje de la fase <i>b</i> y Ch2) corriente de la fase <i>b</i> .	103
Figura 4.28. Ch3) potencia de la fase <i>c</i> ; [1V/Div=100W], Ch1) voltaje de la fase <i>c</i> y Ch2) corriente de la fase <i>c</i> .	103
Figura 4.29. Potencia activa y reactiva del convertidor VSC1; [1V/Div=100W].	104
Figura 4.30. Operación en estado estable de un desbalance bifásico del convertidor VSC1. Ch1) Voltaje en el bus de CD, Ch2), Ch3 y Ch4) voltajes de la fase <i>a</i> , <i>b</i> y <i>c</i> .	104
Figura 4.31. Voltaje y corriente trifásica del convertidor VSC1; Ch2) Voltaje de la fase <i>a</i> , Ch1), Ch3) y Ch4) corriente de la fase <i>a</i> , <i>b</i> y <i>c</i> .	105

Figura 4.32. Ch3) potencia de la fase a ; [1V/Div=100W], Ch1) voltaje de la fase a y Ch2) corriente de la fase a .	105
Figura 4.33. Ch3) potencia de la fase b ; [1V/Div=100W], Ch1) voltaje de la fase b y Ch2) corriente de la fase b .	106
Figura 4.34. Ch3) potencia de la fase c ; [1V/Div=100W], Ch1) voltaje de la fase c y Ch2) corriente de la fase c .	106
Figura 4.35. Potencia activa y reactiva del convertidor VSC1; [1V/Div=100W].	107
Figura A.1. Modulación PWM; (a) señal triangular comparada con las señales moduladoras desfasadas 120° con un valor mayor a la unidad y (b) voltaje PWM de la fase a .	113
Figura A.2. Voltaje PWM entre líneas con sobremodulación.	114
Figura A.3. Espectro en frecuencia del voltaje PWM con armónicos de baja frecuencia.	114
Figura B.1. Frecuencia de corte de la función de transferencia en lazo cerrado para el lazo interno de corriente de VSC1.	116
Figura B.2. Frecuencia de corte de la función de transferencia en lazo cerrado para el lazo interno de corriente de VSC2.	117
Figura B.3. Frecuencia de corte de la función de transferencia en lazo cerrado para el bus de CD.	118
Figura B.4. Frecuencia de corte de la función de transferencia en lazo cerrado del lazo externo de potencia activa.	119
Figura B.5. Frecuencia de corte de la función de transferencia en lazo cerrado del lazo externo de potencia reactiva.	119
Figura C.1. Componentes simétricas de secuencia positiva, negativa y cero.	121
Figura C.2. Sistema de señales trifásicas balanceadas desfasadas 120° .	124
Figura C.3. Representación en el marco de referencia $dq0$ a partir de las componentes simétricas.	125
Figura C.4. Caída en magnitud de la fase a .	126
Figura C.5. Representación en el marco de referencia $dq0$ a partir de las componentes simétricas.	126
Figura C.6. Desbalance de magnitud y fase de un sistema trifásico.	127
Figura C.7. Representación en el marco de referencia $dq0$ a partir de las componentes simétricas.	128

Lista de tablas

	Página
Tabla I.1 Armónicos normalizados para $m_f = 81$	26
Tabla I.2 Parámetros nominales del convertidor	28
Tabla I.3 Parámetros del convertidor	33
Tabla II.1 Problemas característicos de la red eléctrica	38
Tabla II.2 Tipos de sag de voltaje	40
Tabla III.1 Parámetros del generador doblemente alimentado y del convertidor CA/CD/CA	69
Tabla III.2 Ganancias de los controladores para los convertidores VSC1 y VSC2	69
Tabla IV.1 Parámetros de la etapa de potencia	87
Tabla IV.2 Parámetros de la etapa de control	89
Tabla IV.3 Tabla de resultados experimentales	107
Tabla B.1 Parámetros del generador doblemente alimentado y del convertidor CA/CD/CA	116

Lista de símbolos y acrónimos

Símbolo	Descripción
C_{1-3}	Condensadores en conexión delta para corrección de factor de potencia
CA	Corriente Alterna
CD	Corriente Directa
C_{bus}	Condensador de enlace en el bus de CD
f	Frecuencia fundamental
f_{sw}	Frecuencia de conmutación
f_s	Frecuencia del estator
f_r	Frecuencia del rotor
FP	Factor de potencia
I_{1a}	Corriente eficaz de la fase a del convertidor VSC1
I_{2a}	Corriente eficaz de la fase a del convertidor VSC2
I_{bus}	Corriente en el bus de CD
I_{cd1}	Corriente de CD del convertidor VSC1
I_{cd2}	Corriente de CD del convertidor VSC2
$I_{(1,2)i}, i = a, b, c$	Corriente de los convertidores VSC1 y VSC2 de las fases a, b y c
$i_{(1,2)i}, i = a, b, c$	Corriente instantánea de los convertidores VSC1 y VSC2 de las fases a, b y c
$i_{(1,2)d}$	Corriente en el marco de referencia “dq” en la componente d
$i_{i-d.ref}, i = a, b, c$	Corriente de referencia en d de las fases a, b y c
$i_{(1,2)q}$	Corriente en el marco de referencia “dq” en la componente q
$i_{i-q.ref}, i = a, b, c$	Corriente de referencia en q de las fases a, b y c
i_{sag}	Corriente durante el sag
$i_{sag,ca}$	Respuesta en estado estable durante la corriente de sag
$i_{sag,cd}$	Respuesta en estado transitorio durante la corriente de sag
$i_{Si}, i = a, b, c$	Corriente de estator
$i_{Ri}, i = a, b, c$	Corriente de rotor
k_p	Ganancia proporcional del lazo interno de corriente
k_{p_bus}	Ganancia proporcional del lazo externo del bus de CD del convertidor VSC1
$k_{p-Qi}, i = a, b, c$	Ganancia proporcional del lazo externo de la potencia reactiva del convertidor VSC1
k_{p-P}	Ganancia proporcional de potencia activa del convertidor VSC2
k_{p-Q}	Ganancia proporcional de potencia reactiva del convertidor VSC2

k_i	Ganancia integral del lazo interno de corriente
k_{i_bus}	Ganancia integral del lazo externo del bus de CD del convertidor VSC1
$k_{i_Qi}, i = a, b, c$	Ganancia integral del lazo externo de la potencia reactiva del convertidor VSC1
k_{i_P}	Ganancia integral de potencia activa del convertidor VSC2
k_{i_Q}	Ganancia integral de potencia reactiva del convertidor VSC2
L_{1-3}	Inductancia de la red e inductores de acoplamiento
L_R	Inductancia del rotor
L_M	Inductancia de magnetización
L_S	Inductancia del estator
$m_{(1,2)i}, i = a, b, c$	Moduladoras de los convertidores VSC1 y VSC2 de las fases a, b y c
$m_{(1,2)d}$	Moduladoras en el marco de referencia “ dq ” en la componente d
$m_{(1,2)q}$	Moduladoras en el marco de referencia “ dq ” en la componente q
m_f	Índice de modulación
n_{sinc}	Velocidad síncrona
n_m	Velocidad mecánica
P	Pares de polos
$P_{(1,2)}$	Potencia activa trifásica de los convertidores VSC1 y VSC2
P_{ref}	Referencia de potencia activa
$Q_{(1,2)}$	Potencia reactiva trifásica de los convertidores VSC1 y VSC2
Q_{ref}	Referencia de potencia reactiva
$Q_{i_ref}, i = a, b, c$	Referencia de potencia reactiva para las fases a, b y c
R_1	Resistencia asociada a los inductores de enlace del convertidor VSC1
R_2	Resistencia asociada a los inductores de enlace del convertidor VSC2
R_R	Resistencia de rotor
R_S	Resistencia del estator
R_C	Resistencia de carga
s	Deslizamiento
$S_{(1,2)}$	Potencia aparente de los convertidores VSC1 y VSC2
$S_{[1,1-6]}$	Interruptores del convertidor VSC1
$S_{[2,1-6]}$	Interruptores del convertidor VSC2
$s_i, i = a, b, c$	Funciones de conmutación
U_T	Amplitud de la señal portadora
V_{abc1}	Voltaje eficaz trifásico de alimentación del convertidor VSC1
V_{abc2}	Voltaje eficaz trifásico de alimentación del convertidor VSC2
V_{bus}	Voltaje del bus de CD
$v_{pwm1,ab}$	Voltaje pwm entre las fases a y b del convertidor VSC1
$v_{pwm2,ab}$	Voltaje pwm entre las fases a y b del convertidor VSC2
v_{red}	Voltaje instantáneo de la red eléctrica

$v_{iz}, i = a, b, c$	Voltaje de fase al punto central virtual del bus de CD
$V_{(1,2)i}, i = a, b, c$	Voltaje de los convertidores VSC1 y VSC2 de las fases a, b y c
$v_{(1,2)i}, i = a, b, c$	Voltaje instantáneo de los convertidores VSC1 y VSC2 de las fases a, b y c
$V_{pwm(1,2)i}, i = a, b, c$	Voltaje <i>pwm</i> de los convertidores VSC1 y VSC2 de las fases a, b y c
$v_{(1,2)d}$	Voltaje en el marco de referencia “dq” en la componente d
$v_{(1,2)q}$	Voltaje en el marco de referencia “dq” en la componente q
V_{sag}	Sag de tensión
$V_{bus,sag}$	Caída de tensión en el bus de CD debido al sag de voltaje
V_{bus_ref}	Voltaje de referencia en el bus de CD
$v_{Si}, i = a, b, c$	Voltaje de estator
$v_{Ri}, i = a, b, c$	Voltaje de rotor
ω	Frecuencia angular fundamental
$x_{[d,q,0]}$	Componentes en el marco de referencia “dq0” de la transformación de <i>Park</i>
$x_{[a,b,c]}$	Componentes en el marco de referencia “abc”
Z_F	Impedancia de falla
Z_S	Impedancia de la fuente
Z_{nom}	Impedancia nominal
Z_{RL}	Impedancia del inductor de enlace
α	Ángulo en el que ocurre la caída de tensión
θ	Ángulo de la impedancia Z_{RL}
$\theta_{(1,2)i}, i = a, b, c$	Ángulo de los voltajes de entrada de los convertidores VSC1 y VSC2
$\phi_{(1,2)i}, i = a, b, c$	Ángulo de los voltajes <i>pwm</i> de los convertidores VSC1 y VSC2
N_p	Relación de vueltas del primario
N_s	Relación de vueltas del secundario
$\varphi^{(+,-,0)}$	Ángulos resultantes de las componentes simétricas

RESUMEN

Desde los inicios del siglo XX se ha buscado implementar sistemas eficientes para la generación de energía eléctrica, transmisión, distribución y consumo. Uno de los grandes retos en la historia de los sistemas eléctricos es que sean altamente eficientes, menos costosos, seguros y robustos ante perturbaciones. La amplia distribución de recursos de los gobiernos hacia los desarrollos científicos y tecnológicos ha ayudado a que los sistemas eléctricos tengan mayor relevancia.

Para lograr que se cumpla el requisito de que un sistema eléctrico sea eficiente, se han desarrollado diversos dispositivos eléctricos y electrónicos. Una de las grandes revoluciones en el desarrollo de sistemas electrónicos fue la invención del rectificador de arco de mercurio, posteriormente el transistor de silicio y el rectificador controlado de silicio (SCR), que por más de la mitad del siglo XX hicieron un gran trabajo en sistemas eléctricos con equipos de electrónica de potencia. Con el desarrollo de los dispositivos de electrónica de potencia se ha buscado que los equipos tengan una respuesta dinámica más rápida, siendo el IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*, por sus siglas en inglés) un dispositivo óptimo para el manejo de energía ya que puede manejar altos niveles de potencia y frecuencias de conmutación elevadas.

En la actualidad con la gran cantidad de técnicas y dispositivos eléctricos que se encuentran en el mercado, se ha presentado el reto de aprovechar de mejor manera los recursos naturales para evitar la contaminación global debido a la quema de combustibles fósiles. De acuerdo a esto, se desarrollan sistemas de generación eléctrica en los cuales el impacto ecológico es menor, tales como los sistemas de hidrogenación, los sistemas de energía solar y sistemas de generación eólica, por mencionar los más representativos y que han causado gran impacto en la capacidad instalada en la última década.

En este nuevo incremento de las energías renovables y en particular en la energía eólica, en donde se ha elevado el número de granjas eólicas con diferentes tipos de generadores y diferentes convertidores interconectados entre ellos, se ha visto la necesidad de estudiar las fallas eléctricas más comunes y cómo es el impacto en el convertidor interconectado al generador, tratando de

buscar soluciones en el que el impacto de este tipo de perturbaciones no generen un costo elevado en el mantenimiento o cambio de los dispositivos que en su momento se puedan dañar.

En este trabajo se presenta la problemática que se tiene con los sistemas eólicos y particularmente el comportamiento del convertidor CA/CD/CA acoplado a una máquina doblemente alimentada y el comportamiento del convertidor ante desbalances de tensión.

En la primera etapa se estudia el convertidor CA/CD/CA, analizando su región de operación y el dimensionamiento de los elementos pasivos; además se determinan los modelos en el marco de referencia “*abc*” a partir del modelo promedio y el modelo en el marco de referencia “*dq*”. Una de las premisas de esta primera etapa es que el convertidor debe operar en la región lineal, lo cual hace que los objetivos de control se cumplan de manera más sencilla.

En la segunda etapa se hace un estudio de las diferentes perturbaciones de la red eléctrica principalmente de las caídas de tensión. De acuerdo a esto, se presenta el comportamiento del convertidor CA/CD/CA en estado estable en condiciones normales de operación y posteriormente el estudio del convertidor ante una caída de tensión trifásica sostenida, siendo de las condiciones más problemáticas en la red eléctrica. En esta misma etapa, se propone una estrategia de control que resuelva este tipo de desbalances de tensión con la premisa de que el flujo de potencia se mantenga constante a pesar de la caída de tensión.

En la tercera sección de este trabajo se presenta un estudio general de las máquinas eléctricas y la máquina doblemente alimentada presentando además, cómo es la transferencia de potencia entre el convertidor, la máquina de inducción y la red eléctrica.

Finalmente, en la cuarta sección se presentan algunos resultados experimentales con un convertidor CA/CD/CA desarrollado en el *Laboratorio de Calidad de Energía Eléctrica y Control de Motores*, aplicando diferentes desbalances de tensión en el convertidor CA/CD/CA utilizando como tarjeta de adquisición de datos dSPACE® CP 1103 a través de MATLAB/simulink® validando las técnicas de control propuestas.

INTRODUCCIÓN

1. Planteamiento del problema

La demanda de la energía eléctrica día a día se incrementa debido al crecimiento del sector productivo, comercial y residencial, asociado a una población creciente. En la actualidad existen diferentes tipos de generadores de energía eléctrica que aprovechan los recursos fósiles como las termoeléctricas o de ciclo combinado; otro tipo de generación es a partir de combustibles nucleares como las nucleoeeléctricas. Además existe la generación eléctrica aprovechando los recursos naturales como las generadoras hidroeléctricas o las generadoras geotermales. Se han dedicado grandes esfuerzos de investigación y recursos económicos a las energías renovables, buscando que el impacto a la naturaleza sea mínimo. Esto ha dado como resultado un mejor aprovechamiento de la energía solar y la energía eólica.

Uno de los sistemas de energías renovables donde se ha invertido grandes recursos es en la generación eólica aprovechando el viento como fuente de energía y transformándola a partir de máquinas eléctricas, suministrando potencia a la red eléctrica. Las compañías generadoras buscan una mayor eficiencia en este tipo de generadores; actualmente existe una capacidad instalada de generadores eólicos de aproximadamente 245 GW en todo el mundo [1].

Una de las principales desventajas que se tenía para utilizar los generadores eólicos para suministrar altas cantidades de potencia, era la capacidad de interconexión hacia la red eléctrica en cuanto a la sincronización de las máquinas, las limitantes en los semiconductores, ya sea por el manejo de corriente o voltaje en el que podían trabajar; sin embargo, con el desarrollo tecnológico, el manejo de la electrónica, la electrónica de potencia y las técnicas de control ha sido posible elevar la cantidad de potencia que se puede suministrar a la red eléctrica. De aquí, se ha vuelto indispensable estudiar diferentes topologías para integrar convertidores de electrónica de potencia a la red eléctrica y estudiar la interacción que existe entre la red y los convertidores que están interconectados a ella. Con estas consideraciones, a continuación se presenta la problemática de los

convertidores acoplados a la red eléctrica como elementos que manejan el flujo de potencia y la interacción con los generadores eólicos.

2. Generadores eólicos

En función de que el uso de la energía eólica va en aumento, se han desarrollado diferentes estrategias en las cuales se aprovecha mejor la velocidad del viento y la generación de potencia. Existen diferentes topologías para la interconexión de generadores eólicos en la red eléctrica, tales como los generadores eólicos con máquinas de inducción jaula de ardilla, las máquinas síncronas y las máquinas doblemente alimentadas [2-3]. En la figura 1 se presenta la estructura básica de un generador jaula de ardilla conectado a la red eléctrica.

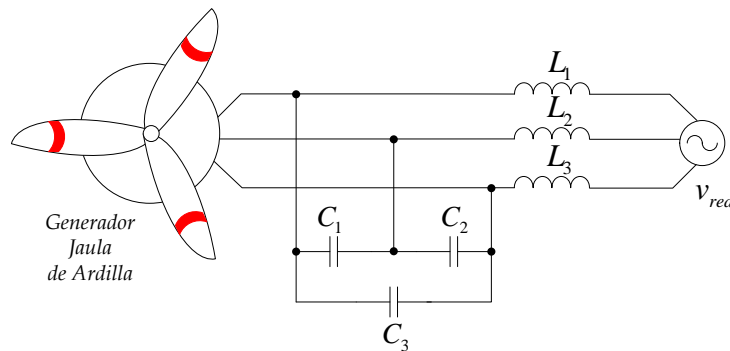


Figura 1. Generador de inducción jaula de ardilla conectado a la red eléctrica.

Este tipo de generadores transforman la energía eólica mediante una máquina jaula de ardilla conectada a la red eléctrica, utilizando además condensadores para proporcionar la potencia reactiva para compensar el factor de potencia; el rotor de la turbina está acoplado al eje del generador con una caja de engranes fijos. De acuerdo a esto, se dice que este tipo de generadores funcionan a velocidad constante. La construcción y el funcionamiento de estos generadores depende en gran medida de los dispositivos mecánicos, ya que se requiere que la potencia suministrada a la red sea estable y por lo tanto es necesario un diseño mecánico robusto para absorber los grandes esfuerzos mecánicos. Este tipo de estrategias tienen un costo elevado, especialmente en el aspecto mecánico cuando se desea implementarlos a grandes niveles de potencia.

Existe otro tipo de topologías en las que los generadores pueden operar a velocidad variable, tales como los generadores síncronos o los generadores de inducción doblemente alimentados. En la figura 2 se muestra la estructura de un generador síncrono interconectado a un convertidor CA/CD/CA donde se produce energía a partir de la frecuencia variable; sin embargo, a pesar de que es factible operar en altos niveles de potencia aparecen algunas desventajas tales como el dimensionamiento del convertidor, el diseño de los filtros y además la eficacia de la transferencia de energía depende en gran parte de la eficiencia del convertidor.

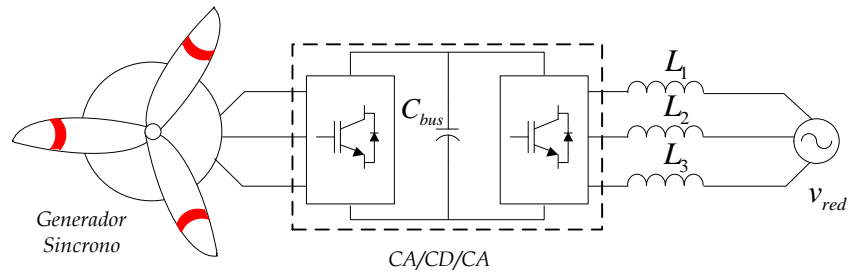


Figura 2. Generador síncrono acoplado a un convertidor CA/CD/CA.

En la figura 3 se muestra una de las topologías que más se ha estudiado en los últimos años, mediante la implementación de generadores de inducción doblemente alimentados interconectados con convertidores CA/CD/CA. El utilizar este tipo de generadores reduce un 25% el costo de los convertidores, además de mantener el flujo de potencia de manera más eficiente [2]. A diferencia de los generadores de inducción jaula de ardilla como el que se observa en la figura 1, no se utilizan bancos de condensadores para proporcionar la potencia reactiva que el generador requiere.

Los convertidores CA/CD/CA pueden ser altamente versátiles en función de las estrategias de operación y los dispositivos semiconductores que se utilicen. En este sentido uno de los objetivos de control puede ser mantener el factor de potencia unitario sin elementos externos como bancos de condensadores que proporcionen la potencia reactiva necesaria para corregir el factor de potencia. Por otro lado, una de las ventajas de los generadores doblemente alimentados es que a diferencia de los generadores síncronos, no se requiere de una fuente de excitación externa.

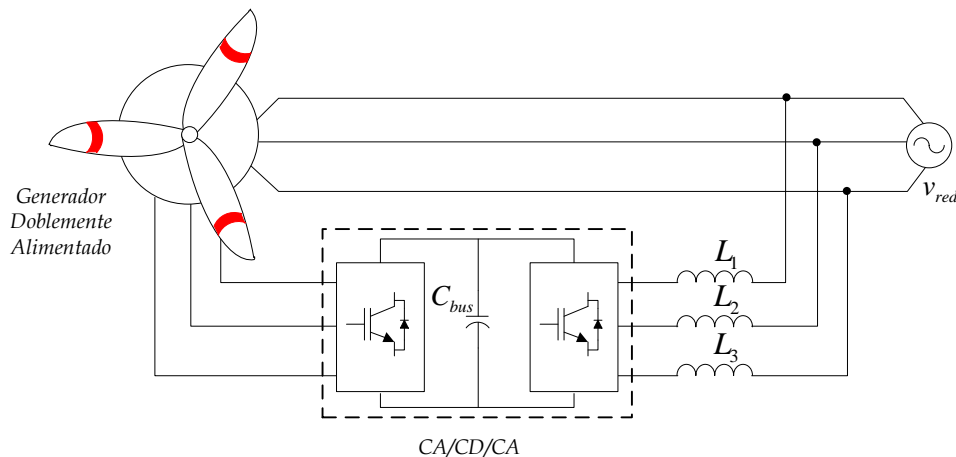


Figura 3. Generador doblemente alimentado acoplado a un convertidor CA/CD/CA.

3. Convertidores CA/CD/CA

Como se ha mencionado, se ha buscado que los dispositivos y convertidores sean más eficientes en todas las áreas de la energía eléctrica. En este sentido, se han publicado múltiples trabajos de convertidores CA/CD/CA a partir del primer cuarto del siglo XX aproximadamente [4], donde ya

se mencionan términos de regeneración, y equipos de rectificación e inversión como un solo sistema. Para 1944 [5] se comienzan a utilizar convertidores de CA/CD/CA en sistemas de alta tensión con arreglo de sistemas de transformadores en delta, estrella y zig-zag, además de que se adoptó el término de *back-to-back* (BTB) aproximadamente en los años 50.

Los convertidores CA/CD/CA se han utilizado desde hace décadas tratando de hacer más eficiente el control del flujo de potencia eléctrica, principalmente en el control de máquinas eléctricas. Los esquemas convencionales emplean rectificadores con diodos y un enlace con condensadores electrolíticos para mantener el bus de CD constante y una etapa inversora a partir de tiristores [6]. Otras topologías utilizan diodos rectificadores acoplados con convertidores CD/CD para elevar el bus de CD y mantenerlo constante utilizando tiristores en la parte inversora. El utilizar configuraciones con diodos rectificadores limita el flujo bidireccional de potencia ya que éstos no pueden conducir en sentido inverso, provocando que toda la energía que se regenera se almacene en el condensador de enlace elevando el bus de CD. Para solucionar este tipo de problemas se agrega una resistencia de descarga para no provocar daños en el convertidor.

A principios de los años 80 se desarrollaron los transistores bipolares de compuerta aislada o IGBT, facilitando la aplicación de nuevas estrategias de modulación en nuevas configuraciones como convertidores del tipo fuente de tensión y del tipo fuente de corriente (*Voltage Source Converter* y *Current Source Converter*; VSC y CSC por sus siglas en inglés), con estas configuraciones y con la ayuda de los dispositivos de potencia que pueden operar con altos niveles de energía y frecuencias de conmutación elevadas, es posible utilizar técnicas de modulación como la modulación por ancho de pulso (*Pulse Width Modulation*, PWM por sus siglas en inglés) que hagan más eficiente y dinámica la operación de este tipo de convertidores, logrando implementar tareas de control más eficientes y con una dinámica más rápida. En la figura 4 se muestra un convertidor CA/CD/CA con arreglo de IGBT.

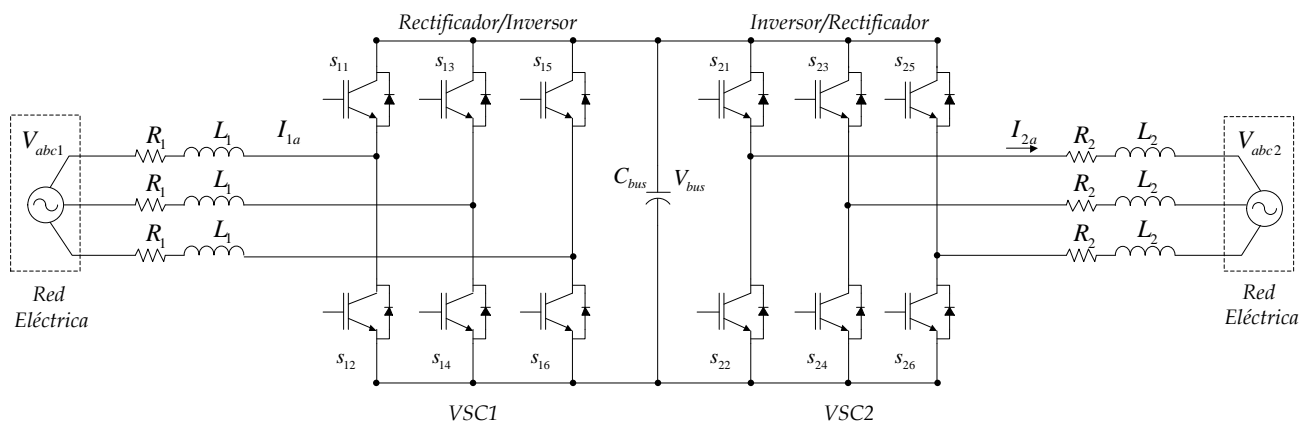


Figura 4. Convertidor CA/CD/CA con IGBT.

Como se observa en la figura 4, el convertidor CA/CD/CA opera como convertidor fuente de voltaje, donde los convertidores VSC1 y VSC2 pueden actuar como rectificador o inversor, según sea la condición necesaria. Por otro lado, cualquiera de los convertidores puede estar conectado a

una fuente de voltaje como se muestra en la figura, una máquina eléctrica, una carga pasiva o activa según sea el caso, en función de las tareas de operación que se le asignen al convertidor. El arreglo que se presenta en la figura 4, opera principalmente como un convertidor que permite el flujo de potencia de un convertidor a otro, donde además puede proporcionar potencia reactiva hacia la carga que esté conectada entre los alimentadores para mantener el factor de potencia unitario.

Los convertidores CA/CD/CA tienen diversas aplicaciones, como los sistemas de transmisión en alta tensión en corriente directa llamados HVDC (*High Voltage Direct Current*, por sus siglas en inglés) donde a pesar de que son de las topologías más antiguas para transmisión de corriente directa en largas distancias, sigue siendo una de las tecnologías dominantes para la transmisión de energía eléctrica en CD. En [7-10] se presenta una clasificación más amplia de los sistemas HVDC.

Otra de las aplicaciones de los convertidores CA/CD/CA se encuentra en los motores eléctricos, principalmente en máquinas de inducción donde se busca controlar la velocidad o el par según sea el caso. En los últimos años se utilizan sistemas con convertidores CA/CD/CA del tipo fuente de voltaje con IGBT sustituyendo a los diodos y SCR, contando con la capacidad de poder regresar energía a la línea eléctrica y operar en cuatro cuadrantes.

Los convertidores CA/CD/CA también son utilizados como unidades acondicionadoras de calidad de energía (*Unified Power Quality Conditioner*, UPQC por sus siglas en inglés), permitiendo cancelar armónicos de tensión y de corriente mejorando la corriente de la carga y el factor de potencia [11-13].

4. Fallas en sistemas eléctricos

Desde los inicios de la energía eléctrica se ha buscado como objetivo principal tener instalaciones robustas que puedan abastecer la potencia necesaria sin perturbaciones, ya sea en CD o CA, independientemente de las dimensiones de los sistemas. Sin embargo, los sistemas eléctricos están expuestos a fallas. Una falla en un circuito es cualquier evento que interfiere con el flujo normal de potencia.

En sistemas convencionales de CA cuando se trata de sistemas de alto voltaje, las fallas son debidas en su gran mayoría a problemas atmosféricos, dando como resultado flameo de aisladores. Una vez que se produce la falla, la baja impedancia a tierra resultante permite el flujo de corriente desde el conductor hasta la tierra; y a través de la tierra, al neutro aterrizado de un transformador o generador, se completa el circuito de falla [19]. Las fallas que no involucran la tierra o fallas de línea a línea son menos comunes. Cuando existe una falla, los sistemas de protección deben actuar de tal manera que se interrumpa el flujo de corriente; en sistemas de potencia los interruptores tienen un periodo de reconexión de aproximadamente 20 ciclos para que se lleve a cabo la desionización y opere el sistema nuevamente en condiciones normales. Sin embargo, existen fallas permanentes en las que no es posible la reconexión independientemente del intervalo de apertura y reconexión de

los interruptores. Este tipo de fallas pueden ser provocadas cuando las líneas caen a tierra, por ruptura de aisladores, apertura de fusibles, entre otras. Por otro lado, existen las fallas de línea a línea y fallas de doble línea a tierra llamadas fallas asimétricas.

En función del tipo de falla y dependiendo del punto donde se de ésta, puede causar perturbaciones en equipos interconectados en la red eléctrica, como los transitorios de tensión, las elevaciones de voltaje como los *swell* o las caídas de tensión llamados *dips* o *sag* de voltaje. Estos últimos pueden causar perturbaciones en diferentes equipos interconectados a la red como generadores, motores, convertidores electrónicos, generando problemas económicos tanto a las compañías proveedoras de energía, así como a los grandes consumidores tales como zonas industriales, donde se pueden presentar daños permanentes de equipo.

En este sentido se han destinado recursos para implementar sistemas que amorticen las perturbaciones momentáneas de la red eléctrica y que este tipo de fallas tengan un menor impacto en las cargas que están conectadas a la red eléctrica. Algunos ejemplos de este tipo de equipos son los sistemas DVR (*Dinamic Voltage Restorers*, por sus siglas en inglés), los FACTS (*Flexible AC Transmission*, por sus siglas en inglés), los STATCOMS (*Static Synchronous Compensators*, por sus siglas en inglés) y los convertidores CA/CD/CA [14-19].

5. Generadores doblemente alimentados acoplados a convertidores CA/CD/CA con desbalances de tensión

En secciones anteriores se ha mencionado que uno de los sistemas implementados en los últimos años para la generación de la energía eléctrica son los generadores eólicos con máquinas eléctricas de inducción doblemente alimentados interconectados con un convertidor CA/CD/CA a la red eléctrica. Existen numerosas publicaciones donde analizan perturbaciones de la red eléctrica como, *sags*, *swell*, cortes de energía, entre otros, mostrando el comportamiento del rotor de la máquina, el convertidor acoplado al rotor, la velocidad y el par de la máquina. Sin embargo en pocos trabajos se analiza el comportamiento del convertidor CA/CD/CA y cómo es la transferencia de potencia, la regulación del bus de CD y el comportamiento del convertidor que se encuentra interconectado a la red eléctrica y el estator de la máquina.

De acuerdo la bibliografía consultada, existen trabajos a partir de resistencias pasivas en la red (PRN, por sus siglas en inglés) [39], donde implementan arreglos de resistencias y sistemas de estado sólido en arreglos serie-paralelo en el estator de la máquina operando solamente en condiciones de sag de tensión; dicha configuración esta inactiva cuando la máquina opera en estado estable, presentando las corrientes del rotor y estator, los flujos de la máquina, el voltaje en el bus de CD y la potencia en el estator de la máquina.

En [36] se utiliza el modelo dinámico de una máquina doblemente alimentada proponiendo una estrategia de control a partir del modelo de la máquina, y haciendo una descomposición en el marco de referencia síncrono dq y una descomposición en la secuencia positiva y negativa. De acuerdo a lo obtenido se utiliza la reconstrucción del modelo de la máquina y a partir de controles del tipo PI, se abordan como objetivos que la corriente del estator esté balanceada, la potencia activa sea constante, que presente una reducción en el par electromagnético y finalmente que la corriente en el rotor de la máquina no presente oscilaciones, es decir que la corriente en el rotor no presente una componente de secuencia negativa.

Otro de los artículos más representativos aborda el control de una máquina doblemente alimentada a partir del control orientado de voltaje en el marco de referencia síncrono [40] (VOC-SRF, por sus siglas en inglés). Este esquema presenta un buen desempeño en condiciones balanceadas, sin embargo en condiciones desbalanceadas de tensión no presenta un desempeño óptimo, y se utiliza un control independiente a partir de las secuencias positivas y negativas. A partir de las referencias en el marco alfa-beta se obtiene los controles de secuencia positiva y negativa, presentando resultados de simulación de la potencia entregada, los voltajes desbalanceados del estator y la corriente en el rotor de la máquina.

Otra de las técnicas utilizadas, como en [38], es la técnica llamada *Feed-Forward Transient Compensation* (FFTC, por sus siglas en inglés) proponiendo en el lazo de corriente del rotor de la máquina reguladores del tipo proporcional-integral-resonante para los lazos internos de corriente y lazos externos de potencia. En este sentido, no es necesario utilizar la descomposición de secuencias positiva y negativa, ya que el los rizos en el par de la máquina son reducidos a partir de la inyección de componentes de 60Hz y 120Hz en los lazos de control durante los desbalances en el estator de la máquina. De acuerdo al diseño de los lazos de control, se consideran fallas trifásicas y fallas monofásicas, manteniendo regulada la transferencia de potencia en el estator y además disminuyendo el rizo en el par de la máquina.

En relación al tema del convertidor CA/CD/CA acoplado a la red eléctrica, existe una serie de trabajos reportados donde consideran las perturbaciones de la red eléctrica de diferentes formas. En [41] se utiliza un control dual de corriente para el convertidor que se encuentra acoplado a la red eléctrica con un filtro LCL para lograr corrientes sinusoidales, sin armónicos y una tensión en el bus de CD con cambios suaves durante los *sag* de tensión. Este tipo de control utiliza la descomposición de la secuencia positiva y negativa en el marco de referencia dq con el fin de disminuir oscilaciones en la transferencia de potencia y el bus de CD durante diferentes *sag* de tensión.

En [42] se desarrolla una estructura con arreglos de transformadores conectados en el primario en una configuración delta y tres transformadores en configuración zig-zag para tener un desfase de 10° , un transformador en estrella para un desfase de 30° y otro transformador en zig-zag para un desfase de 50° con arreglos de celdas monofásicas para tener un voltaje de salida de siete niveles, operando con desbalances de tensión y armónicos. La celda monofásica está compuesta por un rectificador de puente completo a base de diodos y un

inversor monofásico de puente completo, utilizando tres convertidores para cada fase. El objetivo de este tipo de control es mejorar el rendimiento para cargas desbalanceadas.

En [43] se utiliza una estrategia de control para mitigar la distorsión armónica de la corriente debido a las perturbaciones de tensión del lado del convertidor acoplado a la red eléctrica además de utilizar un filtro LCL. La estructura de control opera a partir de las secuencias positivas y negativas en el marco de referencia dq , además de un regulador resonante para optimizar la estabilidad del filtro LCL. La componente de la corriente de resonancia se obtiene a través de un filtro pasabanda. Los resultados de simulación muestran que la corriente es casi sinusoidal aún con la distorsión armónica de tensión.

6. Objetivo general

El objetivo general de este trabajo de tesis es:

“Analizar y validar la operación del convertidor CA/CD/CA sometido a desbalances de tensión en magnitud y fase, operando con un generador doblemente alimentado”.

El estudio del convertidor CA/CD/CA parte del análisis en estado estable y sin perturbaciones debidas a la red eléctrica, y posteriormente se somete el convertidor a desbalances de tensión, tanto en magnitud como en fase. El convertidor se estudia acoplado a una máquina doblemente alimentada analizando el flujo de potencia que existe entre el convertidor y la máquina en lazo cerrado, y observando el comportamiento en estado estable y perturbaciones causadas por la red eléctrica generando desbalances en magnitud y fase.

6.1 Objetivos particulares

Para este documento de tesis se presentan los siguientes objetivos particulares:

- Analizar y dimensionar el convertidor CA/CD/CA considerando un sistema trifásico balanceado.
- Determinar las regiones de operación del convertidor considerando un sistema balanceado.
- Diseñar una estrategia de control sin modificar el modelo matemático del convertidor para que pueda operar ante desbalances de tensión de magnitud y fase, manteniendo el flujo de potencia constante.
- Verificar los resultados en simulación.
- Validar los resultados en forma experimental.

6.2 Metodología y alcances

La metodología de este trabajo de investigación cuenta con los pasos siguientes:

A partir del convertidor CA/CD/CA que se muestra en la figura 4, se obtiene el modelo promedio del sistema considerando que dicho sistema es un sistema trifásico balanceado. De acuerdo a esta consideración, se transforma el sistema del convertidor abc al modelo en dq a partir de la transformada de *Park*.

Con los modelos matemáticos obtenidos del convertidor CA/CD/CA en condiciones balanceadas, se determinan las regiones de operación en las que puede trabajar el convertidor, con la premisa de que el convertidor opere en la región lineal de la modulación por ancho de pulso sinusoidal.

Determinando dicha región, se hace el dimensionamiento de los elementos pasivos del convertidor, tales como los inductores de acoplamiento y el condensador de enlace. En este sentido, se presenta un ejemplo numérico del dimensionamiento y las regiones de operación del convertidor.

Con el modelo del convertidor y su dimensionamiento, se estudia de manera general las perturbaciones de voltaje en la red eléctrica. Aun cuando el objetivo general del trabajo es abordar los desbalances de tensión, se profundiza haciendo un estudio de los *sag* de tensión más comunes. Caracterizando este tipo de perturbaciones de la red, se presenta la operación del convertidor CA/CD/CA en lazo abierto ante este tipo de variaciones de tensión.

De acuerdo a lo que se observa en el convertidor ante los *sag* de tensión y sin modificar el modelo matemático del convertidor, se propone y desarrolla una estrategia de control donde los objetivos principales son mantener regulada la tensión el bus de CD y el flujo de potencia. Con dicha estrategia de control y a partir del estudio general de las máquinas eléctricas de inducción, se acopla el convertidor CA/CD/CA a una máquina de inducción doblemente alimentada.

Con la metodología presentada se muestran resultados de simulación que validan los objetivos generales y particulares del trabajo de tesis.

Por otro lado, se presentan resultados experimentales solamente del convertidor CA/CD/CA ante desbalances en magnitud y en estado estable, esto debido a las capacidades del equipo del laboratorio.

7. Contenido general de la tesis

En el capítulo I se analiza el convertidor CA/CD/CA como una fuente controlada de voltaje, obteniendo el modelo matemático considerando un sistema trifásico balanceado, y considerando

que los interruptores de potencia son ideales y sin pérdidas. A partir del modelo promedio del convertidor se mapea del marco de referencia abc al marco síncrono dq mostrando la operación del convertidor en la región lineal considerando la estrategia de modulación por ancho de pulso sinusoidal. En este capítulo se hace un estudio del dimensionamiento del convertidor y las limitaciones de la potencia que puede transferir, implementando una estrategia para la obtención de los inductores de acoplamiento y el condensador de enlace. Finalmente se presenta el dimensionamiento del convertidor con un ejemplo numérico.

En el capítulo II se estudian las perturbaciones más comunes en la red eléctrica, principalmente los *dips* o *sag* de tensión. En este capítulo se presentan simulaciones del convertidor en lazo abierto operando en condiciones nominales y en condiciones de *sag* de tensión; finalmente se propone una estrategia de control desacoplado de potencia por fase para el convertidor VSC1, donde los objetivos son mantener el flujo de potencia constante ante variaciones de tensión en la red eléctrica, obteniendo las ganancias de los controladores utilizando el control clásico del tipo proporcional-integral.

En el capítulo III se presenta un breve estudio de las máquinas de inducción operando como motores y generadores. Se profundiza en la operación de la máquina de inducción doblemente alimentada, además de interconectarla con el convertidor CA/CD/CA y utilizando las leyes de control propuestas en el capítulo II, presentando resultados de simulación del sistema en condiciones balanceadas y con *sag* de tensión.

En el capítulo IV se presenta la plataforma experimental con la que se desarrolló este trabajo de tesis, utilizando un prototipo de 300W. Se presentan resultados experimentales solamente del convertidor CA/CD/CA ante diferentes desbalances de magnitud en tensión en estado estable, validando el sistema de control y la operación del convertidor manteniendo el flujo de potencia constante ante los desbalances de tensión propuestos.

Finalmente se presentan conclusiones generales del trabajo de tesis y la bibliografía de apoyo para desarrollarla.

La evaluación de la parte de electrónica de potencia en las simulaciones fueron desarrolladas en PSIM® y la parte de adquisición de señales e implementación de control fue desarrollada en MATLAB/Simulink® para los capítulos II y III.

CAPÍTULO I

Análisis del convertidor CA/CD/CA

I.1 Modelo del sistema

El convertidor CA/CD/CA que se muestra en la figura 1.1 consiste en dos alimentadores trifásicos acoplados mediante los inductores de enlace L_1 y L_2 con sus resistencias respectivas asociadas, además de un elemento almacenador de energía acoplado en el bus de CD, permitiendo considerar al convertidor como un rectificador y un inversor trifásico de manera independiente. El convertidor CA/CD/CA se puede considerar como un elemento que tiene la capacidad de proporcionar potencia de un convertidor a otro. La forma de mantener el flujo de potencia se hace mediante el control de las conmutaciones de los dispositivos de potencia IGBT.

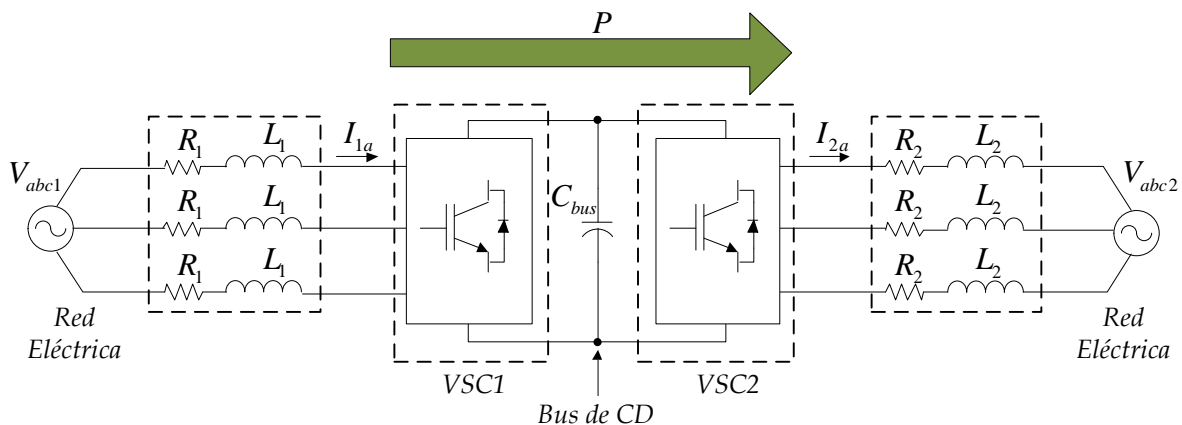


Figura 1.1. Convertidor CA/CD/CA.

Para obtener una representación matemática del convertidor se parte de la premisa de que los IGBT se pueden representar como interruptores ideales que se cierran y se abren en función de la estrategia de modulación como se muestra en la figura 1.2; para este trabajo se utiliza la modulación por ancho de pulso sinusoidal (*SPWM* por sus siglas en inglés) de dos niveles [20].

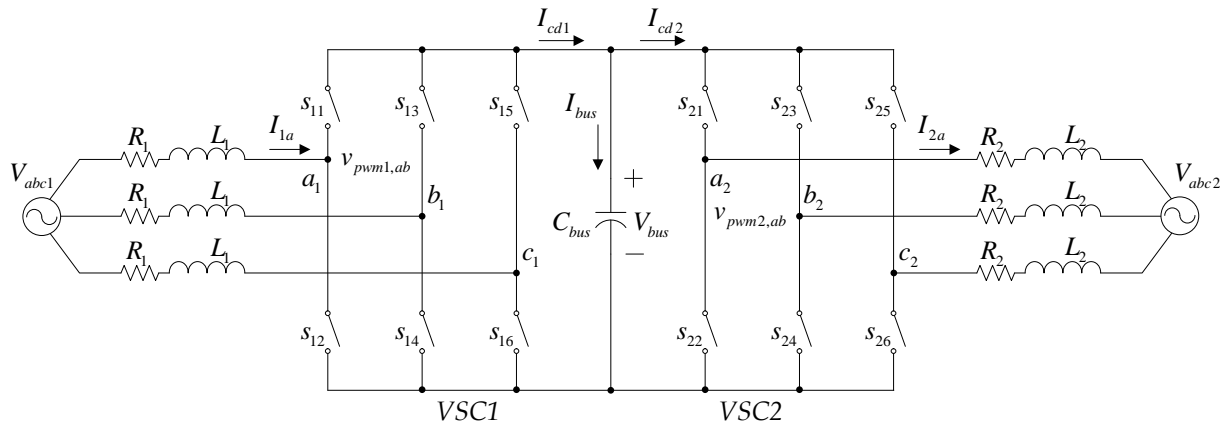


Figura 1.2. Convertidor CA/CD/CA modelado con interruptores ideales.

La operación de VSC1 y VSC2 es bidireccional, de manera que es indistinto qué convertidor se utiliza para realizar el modelo. La restricción para el modelado de los convertidores tipo VSC es que existen combinaciones de encendido no permitidas ya que se generan condiciones de corto circuito en el bus de CD.

Sean $s_{11}, s_{12}, s_{13}, \dots, s_{16}$, [21] las funciones de conmutación considerando el valor de "1" cuando los interruptores están cerrados y "0", cuando los interruptores están abiertos; esto se muestra en la figura 1.3. El voltaje trifásico de las ramas hasta un punto central z en el bus de CD puede ser expresado como:

$$\begin{aligned} v_{az} &= \frac{V_{bus}}{2} (s_{11} - s_{12}) \\ v_{bz} &= \frac{V_{bus}}{2} (s_{13} - s_{14}) \\ v_{cz} &= \frac{V_{bus}}{2} (s_{15} - s_{16}) \end{aligned} \quad (1.1)$$

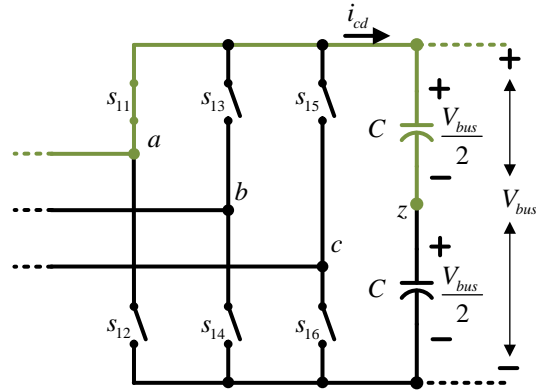


Figura 1.3. Voltaje en la rama a en el punto central z del bus de CD.

Considerando ahora las restricciones que impone el circuito, se determina que los interruptores de la parte superior e inferior no pueden estar conduciendo al mismo tiempo. Además, a partir de las consideraciones de continuidad de corriente en la rama, se tiene que:

$$\begin{aligned} s_{11} + s_{12} &= 1 \\ s_{13} + s_{14} &= 1 \\ s_{15} + s_{16} &= 1 \end{aligned} \quad (1.2)$$

sustituyendo (1.2) en (1.1) se tiene:

$$\begin{aligned} v_{az} &= \frac{V_{bus}}{2} (2s_{11} - 1) \\ v_{bz} &= \frac{V_{bus}}{2} (2s_{13} - 1) \\ v_{cz} &= \frac{V_{bus}}{2} (2s_{15} - 1) \end{aligned} \quad (1.3)$$

A partir que las cantidades entre paréntesis de la ecuación (1.3) toman los valores de ± 1 , se puede hacer un cambio de variable tal que $s_a = (2s_{11} - 1)$, $s_b = (2s_{13} - 1)$ y $s_c = (2s_{15} - 1)$ con $s_a, s_b, s_c \in [-1, 1]$. De acuerdo a esto, el voltaje de salida en el convertidor se puede representar como:

$$\begin{aligned} v_{az} &= \frac{V_{bus}}{2} s_a \\ v_{bz} &= \frac{V_{bus}}{2} s_b \\ v_{cz} &= \frac{V_{bus}}{2} s_c \end{aligned} \quad (1.4)$$

La corriente en el bus de CD está dada por la suma de corrientes en el nodo, es decir:

$$i_{cd} = \frac{1}{2}(i_a s_a + i_b s_b + i_c s_c) \quad (1.5)$$

Como se mencionó, el análisis de las funciones de conmutación se aplica de igual manera para el convertidor VSC1 y VSC2. El hacer un análisis de las funciones de conmutación permite determinar en qué momento un interruptor está abierto o cerrado, además de poder determinar por dónde es el paso de corriente entre cada rama. Es posible utilizar el modelo promedio del convertidor para simplificar el análisis y así obtener un modelo matemático sencillo en función del modelo promedio y no del modelo conmutado.

I.2 Modelo promedio del convertidor

Para sistemas balanceados es posible hacer el análisis del convertidor a partir de su modelo promedio por fase, simplificando el modelo conmutado de la sección anterior. Considerando una frecuencia de conmutación suficientemente elevada se pueden despreciar los efectos de las componentes armónicas de las señales PWM. Esto se logra sustituyendo las tensiones y corrientes en las terminales del convertidor por sus valores promedio, representándolas como fuentes de tensión controladas. En la figura 1.4 se observa el circuito equivalente del convertidor en su modelo promedio por fase donde $i = a, b, c$, además $\theta_{1,2i} = [0^\circ, -120^\circ, -240^\circ]$. Por otro lado $V_{pwm1,2i}$ y $\phi_{1,2i}$ son el voltaje y el ángulo de fase del análisis de Kirchhoff de VSC1 y VSC2; $L_{1,2}$ y $R_{1,2}$ son los inductores de acoplamiento con la resistencia asociada y finalmente $m_{1,2i}$ corresponde a las moduladoras de los convertidores VSC1 y VSC2.

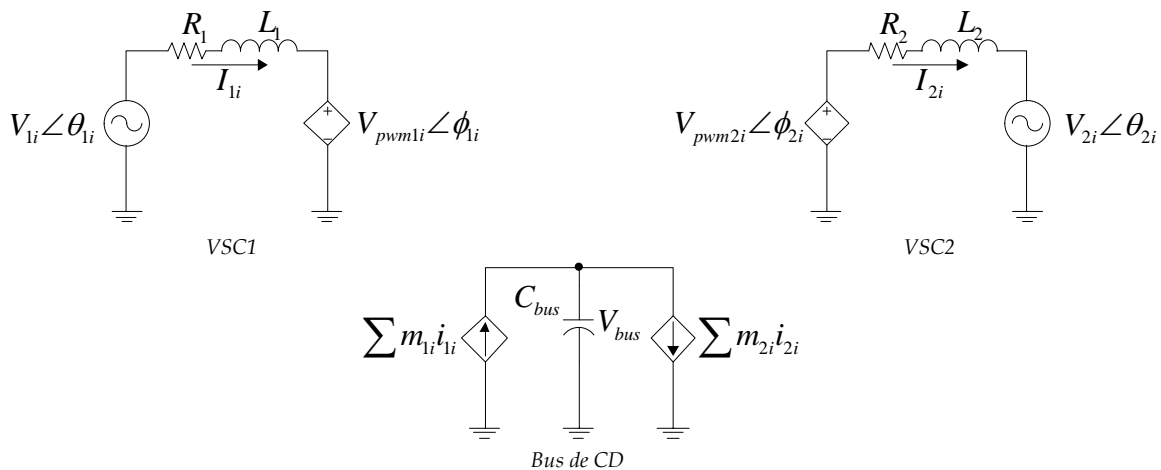


Figura 1.4. Modelo promedio del convertidor CA/CD/CA por fase.

Con el modelo promedio se determinan las ecuaciones del circuito del convertidor. Aplicando las leyes de *Kirchhoff* al circuito de la figura 1.4 se obtiene el modelo matemático en el dominio del tiempo, tal que:

$$\begin{aligned}
L_1 \frac{di_{1a}}{dt} &= v_{1a} - R_1 i_{1a} - \frac{m_{1a} V_{bus}}{2}, \\
L_1 \frac{di_{1b}}{dt} &= v_{1b} - R_1 i_{1b} - \frac{m_{1b} V_{bus}}{2}, \\
L_1 \frac{di_{1c}}{dt} &= v_{1c} - R_1 i_{1c} - \frac{m_{1c} V_{bus}}{2}, \\
L_2 \frac{di_{2a}}{dt} &= -v_{2a} - R_2 i_{2a} + \frac{m_{2a} V_{bus}}{2}, \\
L_2 \frac{di_{2b}}{dt} &= -v_{2b} - R_2 i_{2b} + \frac{m_{2b} V_{bus}}{2}, \\
L_2 \frac{di_{2c}}{dt} &= -v_{2c} - R_2 i_{2c} + \frac{m_{2c} V_{bus}}{2}, \\
C_{bus} \frac{dv_{bus}}{dt} &= \frac{1}{2} \left[(m_{1a} i_{1a} + m_{1b} i_{1b} + m_{1c} i_{1c}) + (m_{2a} i_{2a} + m_{2b} i_{2b} + m_{2c} i_{2c}) \right].
\end{aligned} \tag{1.6}$$

En sistemas trifásicos balanceados y sin armónicos, es suficiente con el análisis de una sola moduladora, ya que se asume que los voltajes y moduladoras están desfasadas 120° . Es posible conocer el valor en estado estable de la moduladora por fase para el convertidor VSC1 de la figura 1.4, a partir de:

$$V_{pwm1a} = V_{li} - (R_1 + j\omega L_1) I_{li} \tag{1.7}$$

$$\begin{aligned}
M_{li} &= \frac{2V_{pwm1i}}{V_{bus}} \\
\phi_i &= \tan^{-1} \left(\frac{\omega L_1 I_{li}}{V_{li} - R_1 I_{li}} \right)
\end{aligned} \tag{1.8}$$

El modelo matemático de (1.6) se considera como un sistema de múltiples entradas y múltiples salidas, donde las variables de estado se componen a partir de las corrientes de línea y el voltaje en el bus de CD. Implementar un sistema de control en el marco de referencia “*abc*” con dicho modelo no es una tarea sencilla [22], ya que se dificulta obtener errores de estado estable en cero, esto debido a que se presentan errores de magnitud y fase asociadas a las señales de referencia sinusoidales. Para resolver la problemática anterior, es posible emplear la transformación de *Park* o transformación *dq* trifásica, la cual convierte las componentes “*abc*” de un sistema trifásico a un marco de referencia giratorio a la frecuencia de la red eléctrica, llamado marco de referencia “*dq0*”

[23]. En la figura 1.5 se muestra el marco de referencia “*abc*” y su representación en el marco “*dq0*” donde la componente cero está en un punto normal a la página.

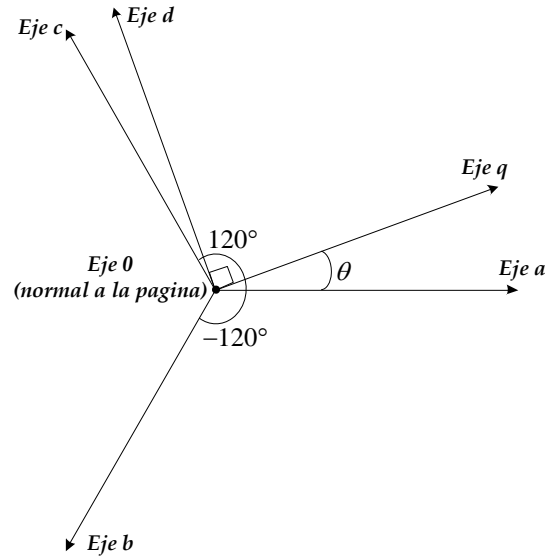


Figura 1.5. Representación vectorial del marco referencia “*abc*” al marco de referencia “*dq0*”.

La matriz de transformación del marco de referencia “*abc*” al marco de referencia “*dq0*” se presenta en la ecuación (1.9), la cual puede transformar señales sinusoidales tales como voltajes, corrientes, señales moduladoras o cualquier señal periódica a un mismo marco de referencia.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t) & \text{sen}(\omega t - 120^\circ) & \text{sen}(\omega t - 240^\circ) \\ \text{cos}(\omega t) & \text{cos}(\omega t - 120^\circ) & \text{cos}(\omega t - 240^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Si se desea pasar nuevamente al marco de referencia “*abc*”, se aplica la transformada inversa de (1.9):

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t) & \text{cos}(\omega t) & 1 \\ \text{sen}(\omega t - 120^\circ) & \text{cos}(\omega t - 120^\circ) & 1 \\ \text{sen}(\omega t + 120^\circ) & \text{cos}(\omega t + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

A partir de la transformación de *Park* es posible mapear el modelo matemático en el dominio del tiempo a un modelo de referencia síncrono, convirtiendo un problema de control de seguimiento a uno de estabilización, lo que hace posible aplicar leyes de control simples, tales como el control clásico PI.

La conversión del modelo promedio (1.6) del convertidor se estudia ampliamente en [22] y [24] por lo que sólo se presentan las ecuaciones finales del convertidor en el marco de referencia dq . En sistemas trifásicos balanceados se reduce el modelo a las componentes de directa “ d ” y cuadratura “ q ”, ya que la componente de secuencia cero se considera sólo cuando existe un neutro y sistemas desbalanceados, por lo que se tiene:

$$\begin{aligned}
L_1 \frac{di_{1d}}{dt} &= v_{1d} - R_1 i_{1d} + \omega L_1 i_{1q} - \frac{m_{1d} V_{bus}}{2}, \\
L_1 \frac{di_{1q}}{dt} &= v_{1q} - R_1 i_{1q} - \omega L_1 i_{1d} - \frac{m_{1q} V_{bus}}{2}, \\
L_2 \frac{di_{2d}}{dt} &= -v_{2d} - R_2 i_{2d} + \omega L_2 i_{2q} + \frac{m_{2d} V_{bus}}{2}, \\
L_2 \frac{di_{2q}}{dt} &= -v_{2q} - R_2 i_{2q} - \omega L_2 i_{2d} + \frac{m_{2q} V_{bus}}{2}, \\
C_{bus} \frac{dv_{bus}}{dt} &= \frac{3}{2} \left[(m_{1d} i_{1d} + m_{1q} i_{1q}) + (m_{2d} i_{2d} + m_{2q} i_{2q}) \right].
\end{aligned} \tag{1.11}$$

Las potencias del convertidor se obtienen de la transformación dq donde (1,2) equivale a la potencia del convertidor VSC1 y VSC2 respectivamente y (θ, β) los ángulos equivalentes al voltaje y la corriente por lo que se tiene que:

$$\begin{aligned}
P_{(1,2)} &= V_{(1,2)} I_{(1,2)} \cos(\theta_{(1,2)} - \beta_{(1,2)}) \\
P_{(1,2)} &= \frac{3}{2} (V_{(1,2)d} I_{(1,2)d} + V_{(1,2)q} I_{(1,2)q})
\end{aligned} \tag{1.12}$$

y la potencia reactiva a partir de:

$$\begin{aligned}
Q_{(1,2)} &= V_{(1,2)} I_{(1,2)} \sin(\theta_{(1,2)} - \beta_{(1,2)}) \\
Q_{(1,2)} &= \frac{3}{2} (V_{(1,2)q} I_{(1,2)d} - V_{(1,2)d} I_{(1,2)q})
\end{aligned} \tag{1.13}$$

Finalmente la potencia aparente se define como:

$$S_{(1,2)} = \sqrt{P_{(1,2)}^2 + Q_{(1,2)}^2} \tag{1.14}$$

I.3 Región de operación

Debido a que el convertidor CA/CD/CA se puede analizar de manera independiente viéndolo como un rectificador e inversor, la manera más sencilla de estudiar el convertidor es analizar la parte inversora del convertidor, con un desacoplo a partir del bus de CD con el condensador.

Para el análisis del inversor se consideran voltajes y moduladoras balanceadas desfasados 120° entre fases con un índice de modulación m_f , donde m_f tendrá que ser impar y múltiplo de tres. De acuerdo a lo mencionado, el armónico que aparece a la frecuencia de conmutación es eliminado en el voltaje de línea, es decir cuando $v_{ab} = v_a - v_b$. Por lo tanto, algunos de los armónicos dominantes, pueden ser eliminados a partir de las tensiones del inversor. Considerando que el valor de la señal triangular en amplitud y frecuencia es constante, el convertidor opera en dos condiciones: la región lineal y la región de sobremodulación [25]. Sin embargo, en este trabajo sólo se estudia la región lineal. En el anexo A, se presenta de manera general el estudio de la región de sobremodulación.

I.3.1 Operación en la región lineal

En la región lineal, la componente de frecuencia fundamental de la tensión de salida varía linealmente con la amplitud de la moduladora. Para que el convertidor opere en esta región se tiene que cumplir que $m_i \leq 1$. Esto se puede observar en la figura 1.6 donde se muestra la señal triangular junto con las moduladoras desfasadas 120° entre ellas.

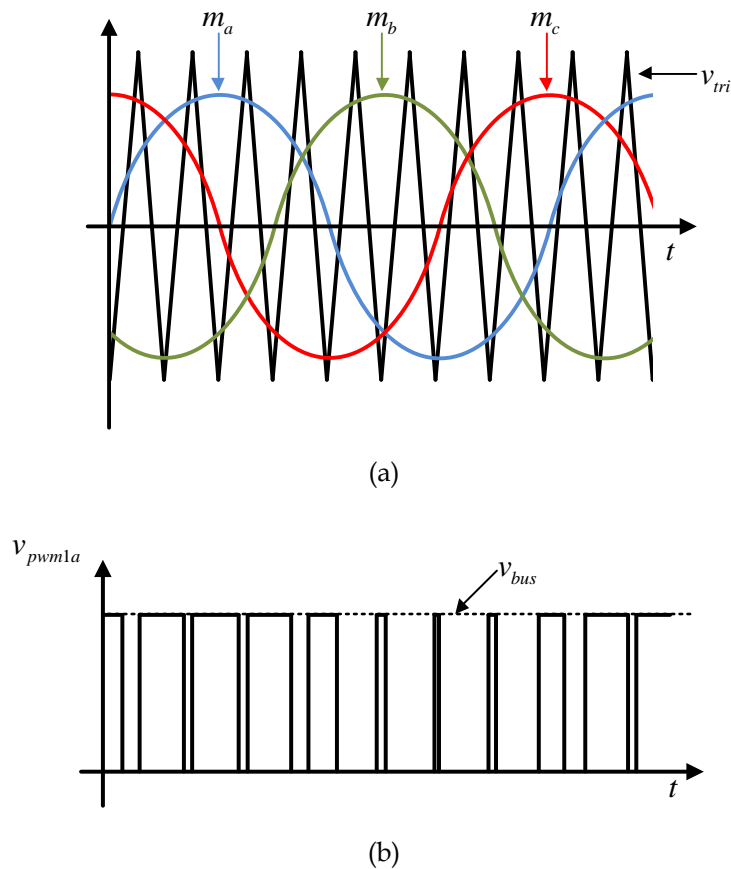


Figura 1.6. Modulación PWM; (a) señal triangular comparada con las señales moduladoras desfasadas 120° y (b) voltaje PWM de la fase a .

En la figura 1.6 (b) se muestra el resultado de la comparación de la señal triangular con la señal moduladora de la fase a , el resultado de la fase b y c es el mismo, desfasadas 120° . Como se menciona en [25], el índice de modulación tiene que ser un número impar y múltiplo de tres para cancelar los armónicos dominantes en los voltajes de línea. Esto se puede observar en la figura 1.7 donde se presenta la suma de los voltajes PWM de la fase a y b en valores unitarios. Cumpliendo con la ecuación (1.8) a una frecuencia fundamental de 60Hz y un índice de modulación en frecuencia de 81, tal que la frecuencia de conmutación sea de 4860Hz, con un valor unitario de la moduladora.

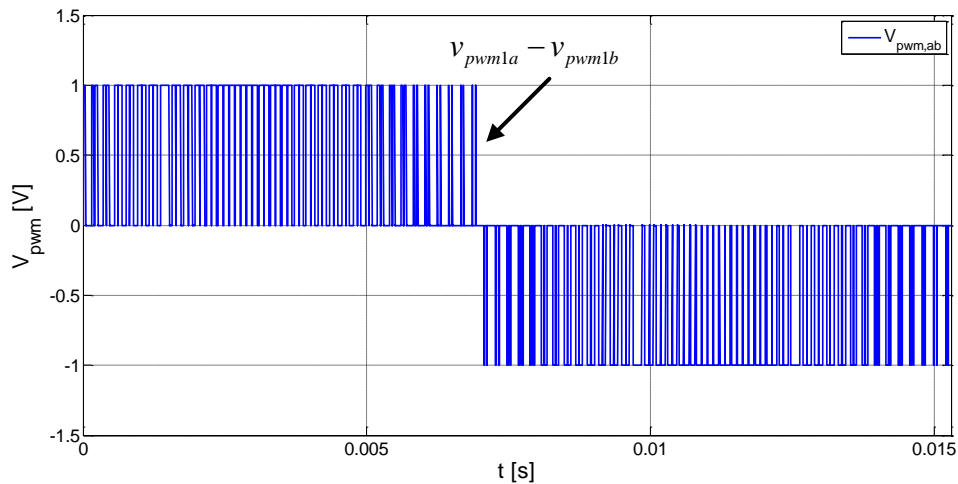


Figura 1.7. Voltaje PWM entre líneas.

Cabe mencionar que a partir de la transformada rápida de *Fourier* existen armónicos característicos en sistemas trifásicos ampliamente estudiados en la literatura [25], los cuales aparecen en $m_f \pm 2, m_f \pm 4, 2m_f \pm 1, 2m_f \pm 5 \dots$, etc. En la figura 1.8 se muestra el espectro en frecuencia de la figura 1.7.

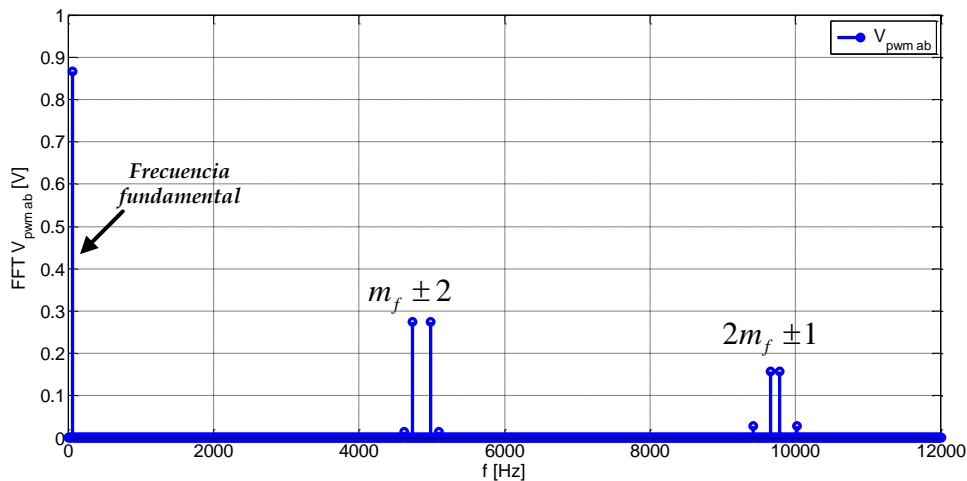


Figura 1.8. Espectro en frecuencia del voltaje PWM.

Además de las consideraciones que se tienen en el modelo conmutado sobre la operación en la región lineal, existe de igual manera la operación en la región lineal en el marco de referencia dq , en donde la operación del convertidor depende de la siguiente restricción:

$$\sqrt{(m_d)_{(1,2)}^2 + (m_q)_{(1,2)}^2} \leq 1 \quad (1.15)$$

La operación del convertidor está limitada a un círculo unitario como se muestra en la figura 1.9, en donde todo lo que esté fuera de dicho círculo corresponde a la región de sobremodulación.

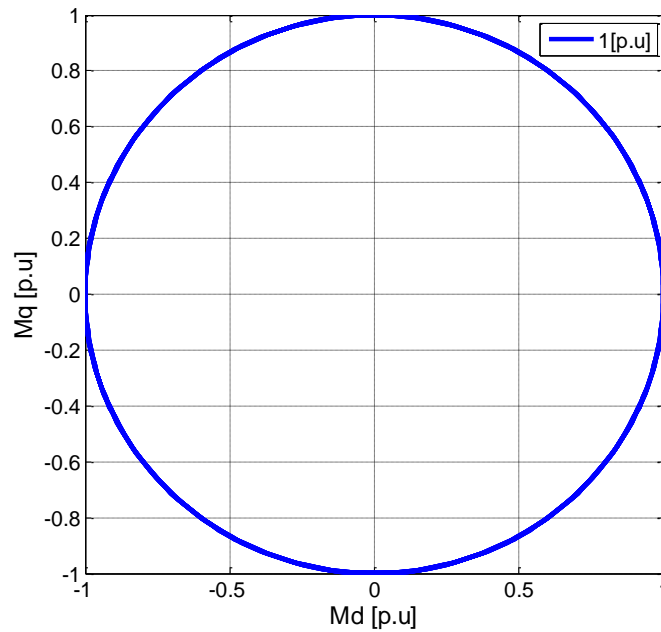


Figura1.9. Operación lineal del convertidor CA/CD/CA.

A partir de dicha consideración, se debe de tomar en cuenta el flujo de potencia que puede manejar el convertidor. Para este caso, se analiza a partir de las ecuaciones en estado estable de (1.11) y las ecuaciones de potencia activa, reactiva y aparente (1.12)-(1.14).

Para dicho análisis se desprecia el valor de la resistencia asociada al inductor de acoplamiento, considerando que el voltaje q es cero de la ecuación (1.11) y que la tensión en el bus de CD cumpla con la siguiente restricción:

$$V_{bus} \geq \sqrt{3}V_{d(1,2)} \quad (1.16)$$

ya que el convertidor no se puede proveer un voltaje en el bus de CD menor al valor pico de la tensión de entrada.

De acuerdo con las premisas mencionadas se tiene que para el convertidor VSC1 las corrientes en dq son:

$$\begin{aligned} I_{1d} &= -\frac{M_{1q}V_{bus}}{2\omega L_1} \\ I_{1q} &= \frac{M_{1d}V_{bus}}{2\omega L_1} - \frac{V_{1d}}{\omega L_1} \end{aligned} \quad (1.17)$$

Sustituyendo (1.17) en (1.12) y (1.13) se obtiene que las potencias quedan en función de las moduladoras:

$$\begin{aligned} P_1 &= -\frac{3}{2} \left(V_{1d} \left(\frac{M_{1q}V_{bus}}{2\omega L_1} \right) \right) \\ Q_1 &= -\frac{3}{2} \left(V_{1d} \left(\frac{M_{1d}V_{bus}}{2\omega L_1} - \frac{V_{1d}}{\omega L_1} \right) \right) \end{aligned} \quad (1.18)$$

Para el convertidor VSC2 se tiene que:

$$\begin{aligned} I_{2d} &= \frac{M_{2q}V_{bus}}{2\omega L_2} \\ I_{2q} &= -\frac{M_{2d}V_{bus}}{2\omega L_2} - \frac{V_{2d}}{\omega L_2} \end{aligned} \quad (1.19)$$

Y sustituyendo (1.19) en (1.12) y (1.13) se obtiene que las potencias son:

$$\begin{aligned} P_2 &= \frac{3}{2} \left(V_{2d} \left(\frac{M_{2q}V_{bus}}{2\omega L_2} \right) \right) \\ Q_2 &= \frac{3}{2} \left(V_{2d} \left(\frac{M_{2d}V_{bus}}{2\omega L_2} + \frac{V_{2d}}{\omega L_2} \right) \right) \end{aligned} \quad (1.20)$$

De acuerdo a los datos obtenidos se puede obtener la región de operación en función de las potencias activa y reactiva, y determinar el factor de potencia de cada convertidor a partir de:

$$FP = \frac{P_{(1,2)}}{S_{(1,2)}} \quad (1.21)$$

I.4 Dimensionamiento de componentes pasivos

El dimensionamiento de los componentes de cualquier sistema eléctrico de potencia, tiene una gran relevancia para que el sistema opere en forma correcta y de manera eficiente. Los elementos que tienen mayor relevancia en los convertidores CA/CD/CA son los elementos pasivos como los inductores de acoplamiento que permiten limitar la transferencia de energía y el condensador de enlace que permite desacoplar a los convertidores analizándolos de manera independiente, considerando que éste opera como una fuente ideal de tensión. A continuación se presenta el dimensionamiento de estos dos elementos fundamentales en el convertidor CA/CD/CA.

I.4.1 Dimensionamiento de inductores

En la figura 1.1 se muestra el convertidor con inductores de enlace; éstos cumplen con una función importante, ya que limitan la transferencia de potencia y la región de operación del convertidor. Además los inductores permiten la eliminación de componentes armónicas de corriente debidas a la conmutación de los dispositivos de potencia. El inductor debe ser cuidadosamente seleccionado ya que si se requiere una baja THD, el valor del inductor es elevado, lo cual genera una alta dependencia del valor de la moduladora; en caso contrario, si se tiene un valor de inductancia baja, el rizo en la corriente de línea es elevado, provocando que la corriente de línea dependa de la impedancia de la red eléctrica.

De acuerdo a lo anterior, en [26] se menciona que para cancelar los armónicos de corriente, el convertidor debe generar un alto di/dt , lo cual hace necesaria una inductancia de valor reducido. Sin embargo, como se mencionó anteriormente, al tener una inductancia baja, el rizo de corriente aumenta además de provocar una alta distorsión armónica. Por otro lado, si se tiene un di/dt alto, el rizo de tensión en el bus de CD se incrementa.

Para definir el valor del inductor, se considera que la tensión máxima ocurre cuando se presenta el valor pico de la tensión entre fases, es decir:

$$-\frac{\sqrt{3}v_{1a}}{2} - v_{L_1} + \frac{v_{bus}}{2} = 0$$

de donde se obtiene:

$$v_{L_1} = \frac{v_{bus}}{2} - \frac{\sqrt{3}v_{1a}}{2} \quad (1.22)$$

además como:

$$v_{L_1} = L_1 \frac{di_{1a}}{dt}$$

Y tomando el fasor de V_{L_1} se tiene:

$$V_{L_1} = L_{1a} \omega I_a \quad (1.23)$$

Por lo que se el valor del inductor se obtiene sustituyendo (1.22) en (1.23) tal que:

$$L_1 = \frac{V_{bus} - \sqrt{3}V_{1a}}{2\omega I_{1a}} \quad (1.24)$$

Existen dos opciones para obtener un valor adecuado del inductor dependiente de dos parámetros: la potencia a la que va a operar el convertidor y el voltaje en el bus de CD que debe cumplir con la restricción de la ecuación (1.16). Otro parámetro a considerar es que el dimensionamiento del inductor tenga la capacidad de operar en la región lineal tal que el convertidor no opere en sobremodulación.

I.4.2 Dimensionamiento del condensador

El condensador del bus de CD es un elemento de gran importancia en el convertidor, ya que éste permite la operación del convertidor ante transitorios de potencia. La selección de este elemento depende de factores importantes tales como: la potencia del convertidor, la tensión en el bus de CD, el rizo del convertidor y la energía que puede manejar, la cual está dada por:

$$E_{C_{bus}} = \frac{1}{2} C_{bus} V_{bus}^2 \quad (1.25)$$

Para determinar una expresión para el cálculo del condensador se parte de la ecuación (1.5) que es la corriente que circula en el bus de CD en función de las conmutaciones del convertidor; a partir de dicha ecuación se dice que:

$$i_{cd} = C_{bus} \frac{dv_{bus}}{dt} \quad (1.26)$$

Considerando (1.5) y sustituyendo en (1.26) se tiene la representación de la corriente en valores promedio de la corriente del bus de CD, tal que:

$$C_{bus} \frac{dv_{bus}}{dt} = \frac{1}{2} \left[(m_{1a}i_{1a} + m_{1b}i_{1b} + m_{1c}i_{1c}) + (m_{2a}i_{2a} + m_{2b}i_{2b} + m_{2c}i_{2c}) \right] \quad (1.27)$$

La corriente que sale del convertidor VSC1 es una corriente que depende directamente de las funciones de conmutación del convertidor. De acuerdo a esto, una de las formas para determinar el valor del condensador es a través de las componentes armónicas que caracterizan a los convertidores del tipo VSC. En [24] se presenta un estudio de los armónicos de corriente en el convertidor *Back-to-Back* y a partir de dichos armónicos se obtiene una expresión para obtener el rizo de tensión del bus de CD en función del tamaño del condensador. Para presentar un análisis más sencillo, se muestra el estudio sólo del convertidor VSC1, ya que el comportamiento del convertidor VSC2 es similar.

La corriente de salida del convertidor VSC1 está dada por:

$$i_{cd1} = i_{cd1a} + i_{cd1c} + i_{cd1c} \quad (1.28)$$

La corriente de cada rama presenta armónicos característicos [25], y considerando sólo los armónicos asociados a la frecuencia de conmutación se tiene que las corrientes en las ramas están dadas por:

$$\begin{aligned} i_{cd1a} &= \sum_{k=m_f}^{\infty} M_{1ak} I_{1a} \sin(k\omega t + \phi_{1a}) \sin(\omega t + \beta_{1a}) \\ i_{cd1b} &= \sum_{k=m_f}^{\infty} M_{1ck} I_{1c} \sin(k\omega t + \phi_{1c} - 120^\circ) \sin(\omega t + \beta_{1a} - 120^\circ) \\ i_{cd1c} &= \sum_{k=m_f}^{\infty} M_{1ck} I_{1c} \sin(k\omega t + \phi_{1c} - 240^\circ) \sin(\omega t + \beta_{1c} - 240^\circ) \end{aligned} \quad (1.29)$$

De acuerdo a la ecuación (1.29) y haciendo la suma de las corrientes se cancelan armónicos tal que sólo se presentan a la salida del convertidor VSC1 los armónicos en bandas laterales en múltiplos impares a la frecuencia de conmutación. En la Tabla I.1 se muestran los armónicos característicos para un índice de modulación de frecuencia $m_f = 81$ donde las magnitudes están dadas en valores pico.

Tabla I.1 Armónicos normalizados para $m_f = 81$

M_{li}	0.8	0.9	1
$k = 1$	0.4	0.450	0.499
$k = m_f \pm 2$	0.11	0.134	0.159
$k = m_f \pm 4$	0.004	0.007	0.009
$k = 2m_f \pm 1$	0.157	0.152	0.091
$k = 2m_f \pm 5$	0.007	0.012	0.016
$k = 3m_f \pm 2$	0.088	0.062	0.031
$k = 3m_f \pm 4$	0.052	0.644	0.078

De acuerdo con la Tabla I.1 es posible obtener la magnitud de la moduladora a partir de la ecuación (1.8); de acuerdo con este valor, que representa el valor de la componente fundamental, se obtiene la magnitud de los armónicos que están en las bandas laterales en función de la frecuencia de conmutación. Para obtener una expresión del valor del condensador se parte de la de la solución de la ecuación (1.27) y considerando solamente los armónicos que se presentan en las bandas laterales de la frecuencia de conmutación se tiene que:

$$C_{bus} \frac{dv_{bus}}{dt} = \left\{ \begin{array}{l} \sum_{k=m_f-2}^{\infty} (I_{cd1k} - I_{cd2k}) \cos(\omega t(k-1) + \phi - \beta) \\ + \sum_{k=m_f+2}^{\infty} (I_{cd1k} - I_{cd2k}) \cos(\omega t(k+1) + \phi + \beta) \end{array} \right\} \quad (1.30)$$

Resolviendo se tiene que el rizo de tensión puede ser representado como:

$$\Delta v_{bus} = \frac{1}{C_{bus}} \left(\sum_{k=m_f-2}^{\infty} \frac{(I_{cd1(k-1)} - I_{cd2(k-1)})}{\omega(k-1)} - \sum_{k=m_f-2}^{\infty} \frac{(I_{cd1(k+1)} - I_{cd2(k+1)})}{\omega(k+1)} \right) \quad (1.31)$$

Cabe mencionar que los valores de I_{cd1k} y de I_{cd2k} corresponden a la magnitud pico de la corriente del convertidor VSC1 y VSC2 respectivamente. De acuerdo a lo mencionado, se utilizan los armónicos que tienen mayor impacto en el convertidor para determinar el rizo del bus de CD y el valor del condensador.

I.5 Dimensionamiento del convertidor CA/CD/CA (ejemplo numérico)

En las secciones I.3 y I.4 se analizó la región de operación del convertidor y se obtuvieron de manera general las funciones para obtener el valor del inductor y condensador del convertidor. Para obtener el dimensionamiento del convertidor, las gráficas proporciona información adecuada para seleccionar los elementos y dispositivos del convertidor, logrando que opere en la región lineal; esto se hace a partir de dos parámetros básicos: el voltaje de entrada y la potencia de transferencia del convertidor. En esta sección se analiza la selección de dichos elementos y se determina la región de operación, considerando valores operativos reales. En la Tabla I.2 se muestran los parámetros con los que se dimensiona el convertidor, las cuales tienen que cumplir con las restricciones que se vieron en las secciones anteriores:

- El índice de modulación tiene que ser elevado, número impar y múltiplo de tres.
- El voltaje en el bus de CD debe cumplir con la ecuación (1.16).

- La región de operación del convertidor está limitada a la operación dentro del círculo unitario cumpliendo con la ecuación (1.15).
- El valor del inductor debe estar en un valor en el cual la magnitud de la moduladora está por debajo de la unidad.
- En la elección del condensador, se debe considerar la energía que puede manejar.

Tabla I.2 Parámetros nominales del convertidor

Parámetro	Valor
$V_{(1,2)}$	$127V_{rms}$
V_{bus}	400V
f	60Hz
P	3000W
FP	1
f_{sw}	4860Hz

De acuerdo con la Tabla I.2, se determina el valor del inductor que puede ser elegido a partir de la siguiente consideración:

- Mantener la potencia constante, haciendo un análisis incrementando el valor del voltaje en el bus de CD.

En la figura 1.10 se muestra el caso donde se observa que el valor de la magnitud de la moduladora depende de la relación de la inductancia y el bus de CD donde la cota máxima del valor de la moduladora tiene que ser menor o igual a la unidad para que el convertidor no opere en la región de sobremodulación.

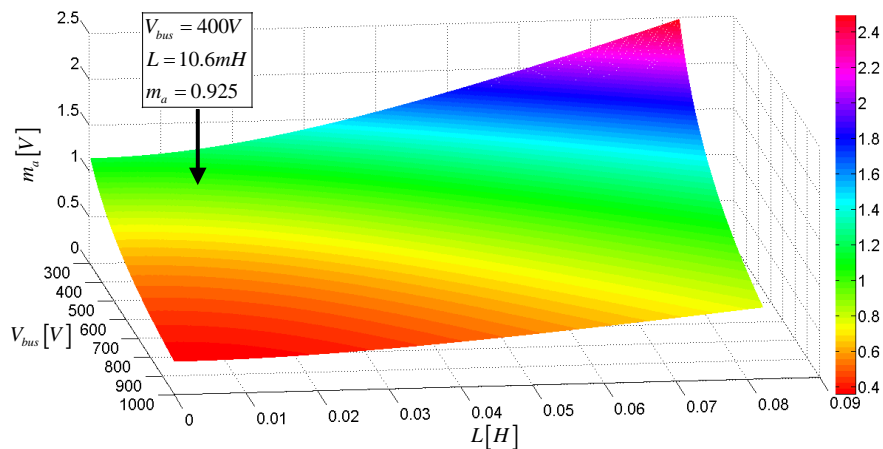


Figura 1.10. Relación de voltaje de CD, inductancia y modulación.

Ya obtenido el valor del inductor de acoplamiento en función de la ecuación (1.14) y los incrementos de potencia y voltaje en el bus de CD, es posible dimensionar el valor del condensador con relación a los armónicos de corriente del bus de CD a partir de la ecuación (1.31). Una de las consideraciones para elegir el condensador es que tiene que ser lo suficiente grande para que el convertidor VSC1 y VSC2 vean a este elemento como una fuente de tensión constante. Teniendo un valor elevado de capacitancia, presenta las siguientes ventajas:

- Puede manejar cantidades de energía elevadas reduciendo la variación de voltaje ante transitorios.
- Disminuye el rizo de tensión en el bus de CD.
- La magnitud de los armónicos de tensión disminuye.

Como se ha mencionado, una opción para determinar el valor ya sea del rizo de tensión o el valor de la capacitancia puede ser a través de una simulación de la corriente de salida/entrada del convertidor VSC1 y VSC2. De acuerdo a esta consideración, se presenta una simulación de la corriente del convertidor VSC1 y VSC2 a partir de los valores de la Tabla I.2, y se considera la resistencia asociada del inductor. En la figura 1.11 se muestra la corriente de CD de los convertidores; de acuerdo con esta forma de onda es posible obtener la transformada de *Fourier* la cual se muestra en la figura 1.12. Se observa la magnitud de las componentes armónicas que se encuentran a un valor $k = m_f \pm 2$ donde $m_f = 81$; también se puede observar la fase que presenta cada una de dichas magnitudes.

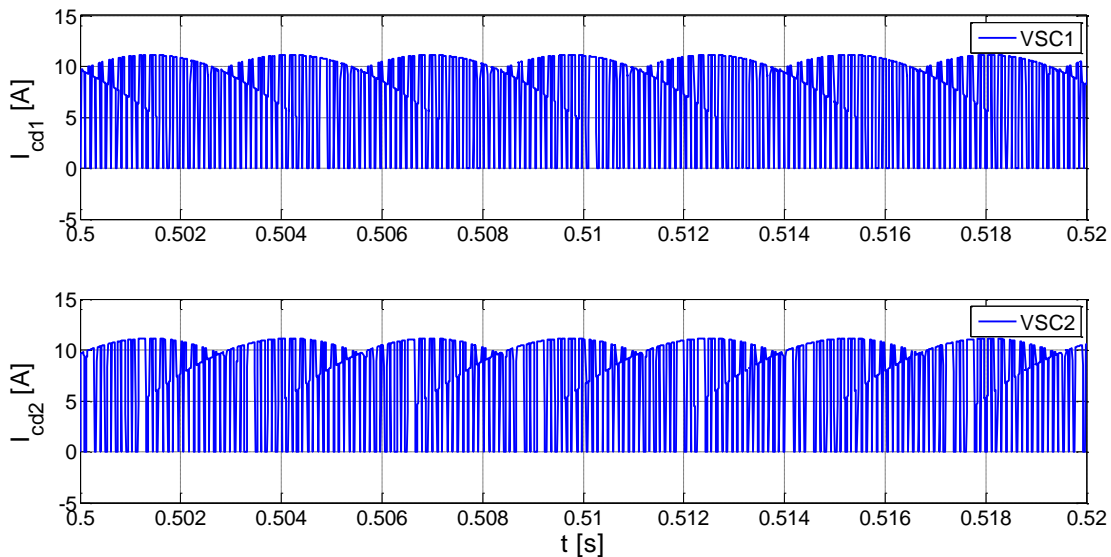


Figura 1.11. Corriente de salida del convertidor VSC1 y corriente de entrada del convertidor VSC2.

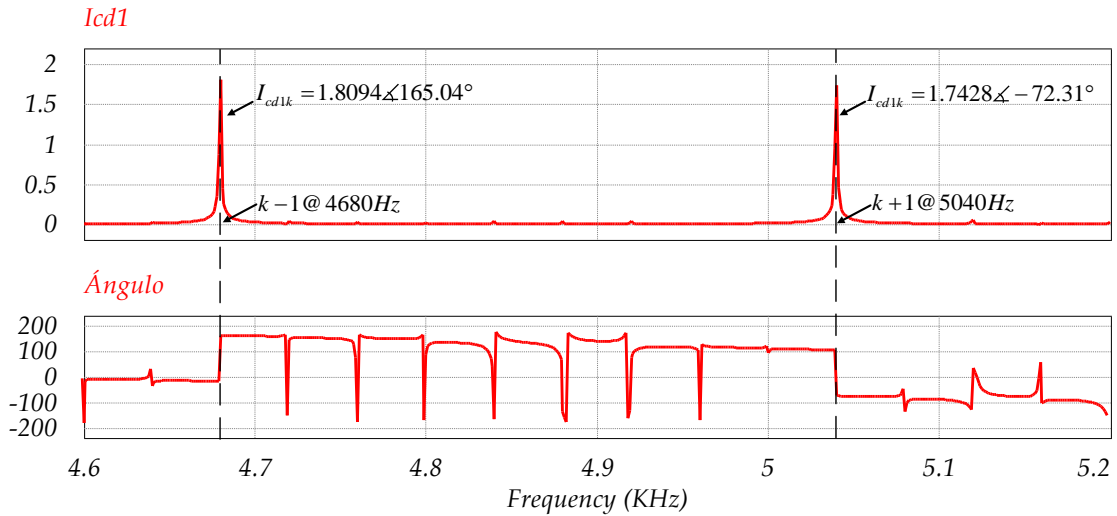


Figura 1.12. Espectro en frecuencia de la corriente de CD del convertidor VSC1.

En la figura 1.13 se presenta el análisis en frecuencia de la entrada del convertidor VSC2.

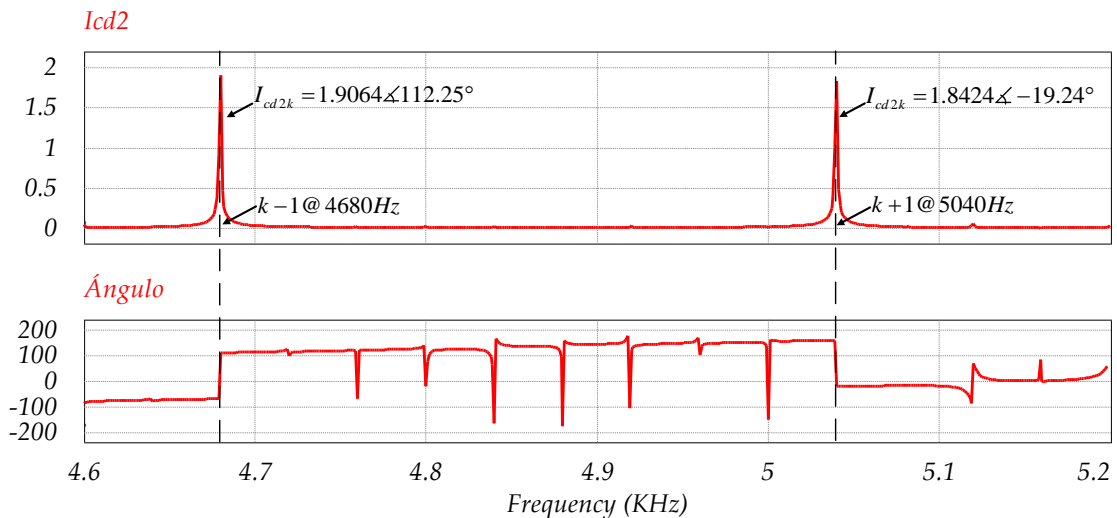


Figura 1.13. Espectro en frecuencia de la corriente de CD del convertidor VSC2.

De acuerdo al espectro en frecuencia de la corriente del convertidor VSC1 y VSC2 se tiene que:

$$I_{cd1(k-1)} = 1.8094 \angle 165.04^\circ$$

$$I_{cd1(k+1)} = 1.7428 \angle -72.31^\circ$$

$$I_{cd2(k-1)} = 1.9064 \angle 112.25^\circ$$

$$I_{cd2(k+1)} = 1.8424 \angle -19.24^\circ$$

Con los valores obtenidos de las corrientes de los convertidores, se determina la magnitud de la corriente y la fase de la corriente que pasa por el bus de CD; cabe mencionar que la corriente en el bus de CD no tiene valor promedio por lo que la única información que se puede obtener es a partir

de los armónicos de los convertidores VSC1 y VSC2. En la figura 1.14 se observa la corriente que pasa por el condensador y en la figura 1.15 se muestra el espectro en frecuencia de la corriente del bus de CD.

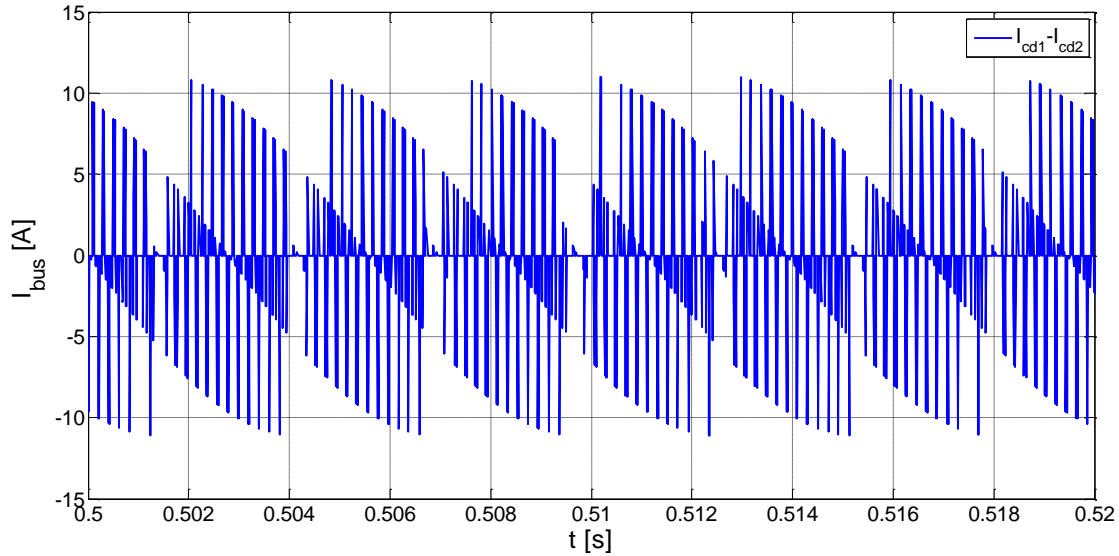


Figura 1.14. Corriente en el bus de CD.

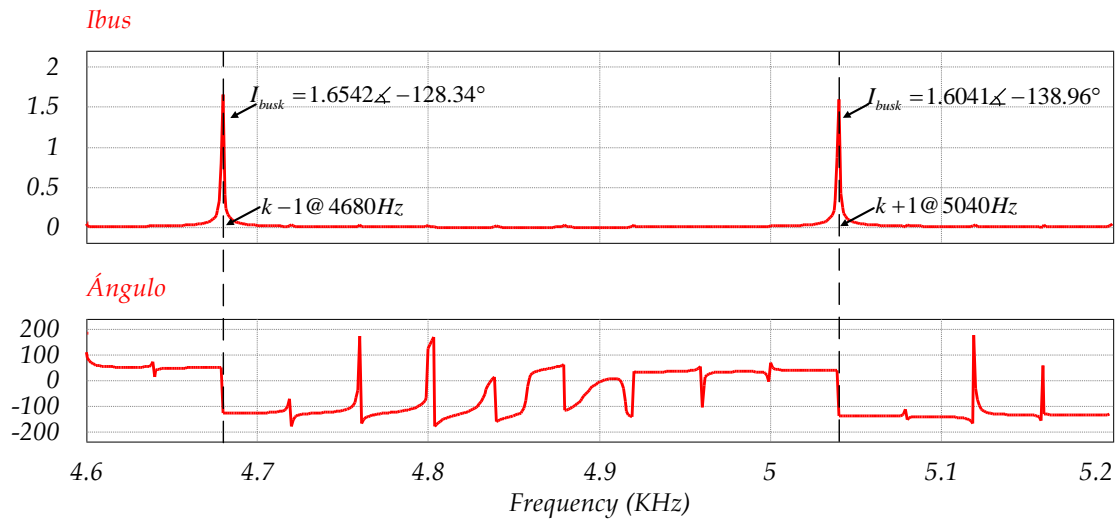


Figura 1.15. Espectro en frecuencia de la corriente del bus de CD.

Para conocer la magnitud de los armónicos de la corriente y la fase se tiene que:

$$I_{bus(k-1)} = I_{cd1(k-1)} - I_{cd2(k-1)} = 1.8094 \angle 165.04^\circ - 1.9064 \angle 112.25^\circ$$

$$I_{bus(k-1)} = 1.6542 \angle -128.34^\circ @ 4680 \text{ Hz}$$

$$I_{bus(k+1)} = I_{cd1(k+1)} - I_{cd2(k+1)} = 1.7428 \angle -72.31^\circ - 1.8424 \angle -19.24^\circ$$

$$I_{bus(k+1)} = 1.6041 \angle -138.96^\circ @ 5040 \text{ Hz}$$

De acuerdo a los resultados mostrados es posible determinar con la ecuación (1.31) la magnitud de los armónicos del bus de CD. Con esta ecuación y a partir del tamaño del condensador se puede determinar la magnitud del armónico y el ángulo del bus de CD. Es decir que entre más pequeño sea el condensador la magnitud del armónico es mayor. Proponiendo un condensador de valor comercial de $2200\mu F$ operando a $400V$ manejando una cantidad de energía de $176J$, los armónicos que se presentan en el bus de CD son:

$$\left(\frac{1.6542 \angle -128.34^\circ}{2\pi \cdot 4680 \cdot 2200 \times 10^{-6}} \right) = 25.571 \times 10^{-3} \angle -128.34^\circ @ 4680Hz$$

$$\left(\frac{1.6041 \angle -138.90^\circ}{2\pi \cdot 5040 \cdot 2200 \times 10^{-6}} \right) = 23.025 \times 10^{-3} \angle -138.90^\circ @ 5040Hz$$

Con lo anterior si se elige un valor de capacitancia menor al propuesto la magnitud de los armónicos se incrementan en proporción a la disminución del condensador. En la figura 1.16 se muestra cómo es el voltaje del bus de CD considerando sólo los armónicos situados en $(k \pm 1)$ y en la figura 1.17 se muestra el espectro en frecuencia de la tensión en bus de CD con un condensador de $2200\mu F$. Como se puede observar, conocer la amplitud de los armónicos, permite dar una idea de la amplitud del rizo de tensión en el bus de CD; disminuir el tamaño del condensador aumenta el rizo de tensión, y aumenta la amplitud de los armónicos de voltaje y corriente.

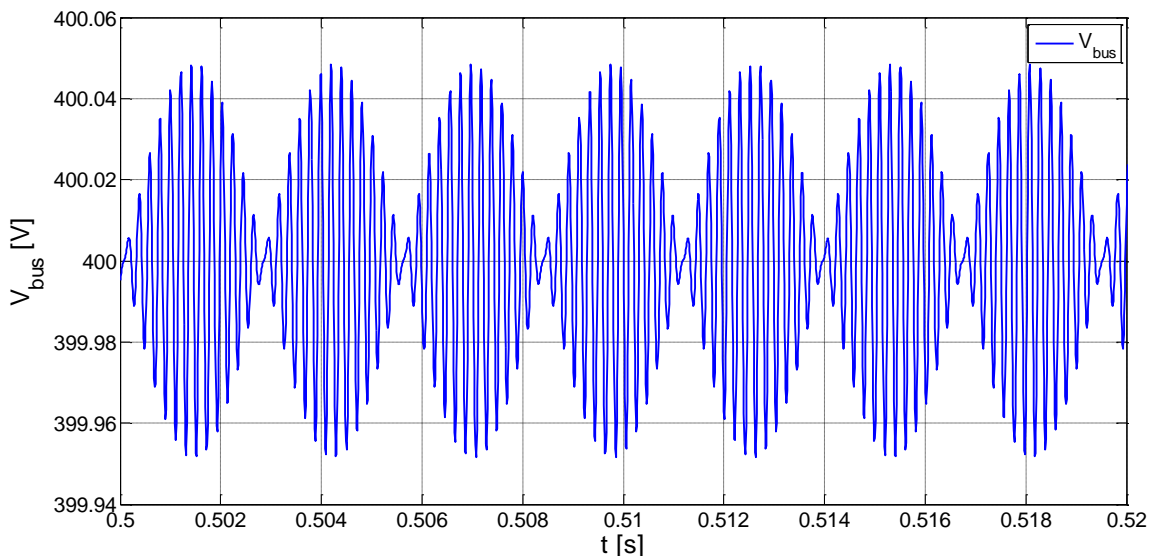


Figura 1.16. Voltaje en el bus de CD.

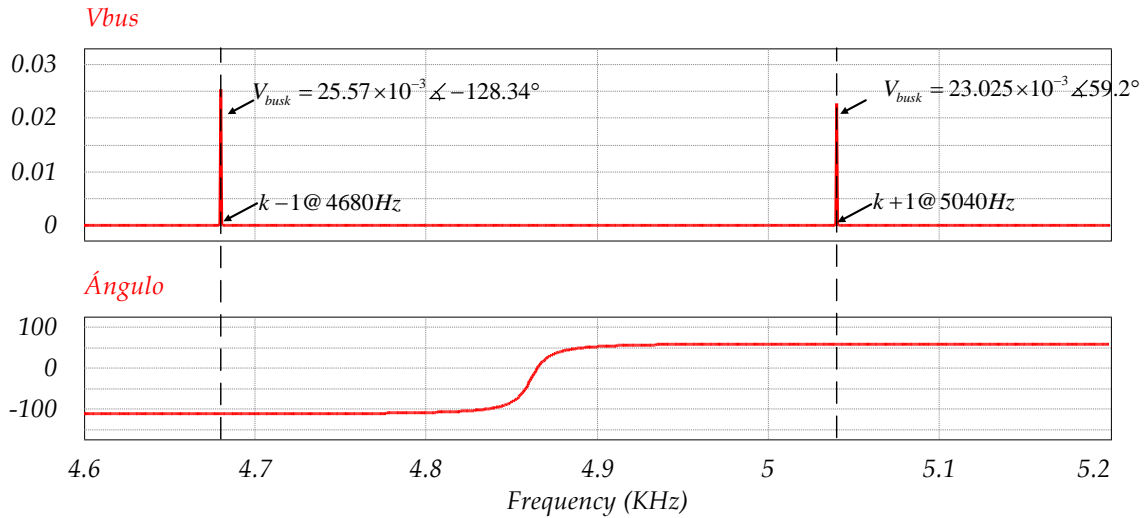


Figura 1.17. Espectro en frecuencia de la tensión en el bus de CD.

Con los valores obtenidos del inductor y condensador es posible hacer el análisis de la región de operación como se determinó en la sección I.3.1 a partir de los datos obtenidos, los cuales se muestran en la Tabla I.3.

Tabla I.3 Parámetros del convertidor

Parámetro	Valor
$V_{(1,2)}$	$127V_{rms}$
V_{bus}	400V
f	60Hz
$P_{(1,2)}$	3000W
$L_{(1,2)}$	10.6mH
C_{bus}	2200 μF
FP	1
f_{sw}	4860Hz

Con el análisis establecido y los parámetros de la Tabla I.3 se evalúa la región de operación. Primero se analiza la región en función de la potencia activa del convertidor VSC1 y VSC2 a partir de las ecuaciones (1.18) y (1.20), lo cual se observa en la figura 1.18, donde M_a es la magnitud de las moduladoras en d y q , y el ángulo ϕ es el arco tangente de M_q y M_d .

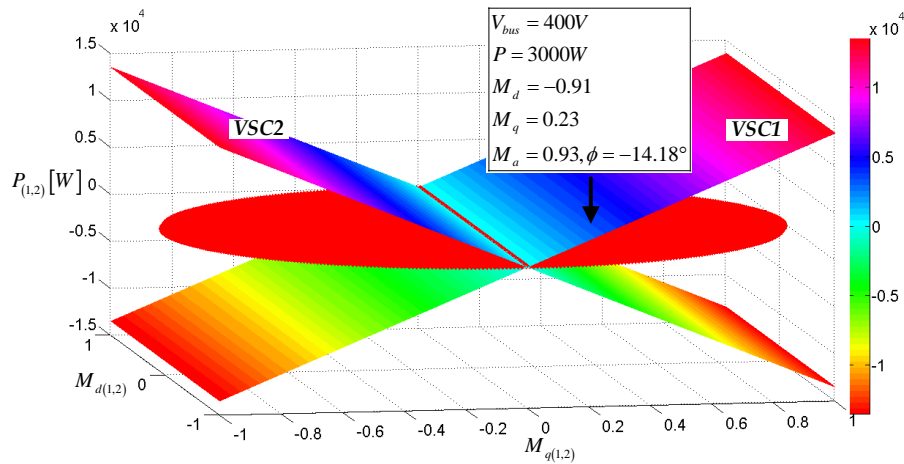


Figura 1.18. Región de operación de la potencia activa del convertidor VSC1 y VSC2.

Nótese que en la figura 1.18 la región de operación está limitada por el círculo unitario en rojo, además ambos convertidores pueden proveer o recibir potencia, ya sea de la red eléctrica o del bus de CD. Se puede observar que VSC2 es el conjugado de VSC1, y ambos convertidores operan en los cuatro cuadrantes en función del flujo de potencia. En la gráfica no se proporciona toda la información del convertidor ya que sólo asegura la transferencia de potencia activa, por lo que es necesario evaluar la potencia reactiva y el factor de potencia.

Con los valores de las moduladoras en el marco de referencia dq de la potencia activa se toma la misma referencia para obtener el valor de la potencia reactiva, que en este ejemplo es de -26.6VAR . De aquí se puede deducir que el factor de potencia está muy cercano a la unidad, siendo uno de los objetivos principales del convertidor. En la figura 1.19 se puede observar que la potencia reactiva es mucho menor que la potencia activa. En la figura 1.20 se observa la relación de potencia activa, reactiva y aparente.

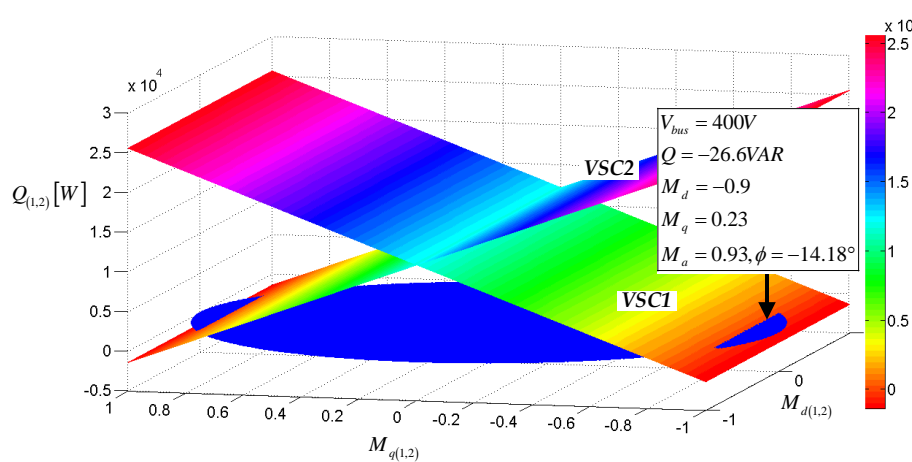


Figura 1.19. Región de operación de la potencia reactiva del convertidor VSC1 y VSC2.

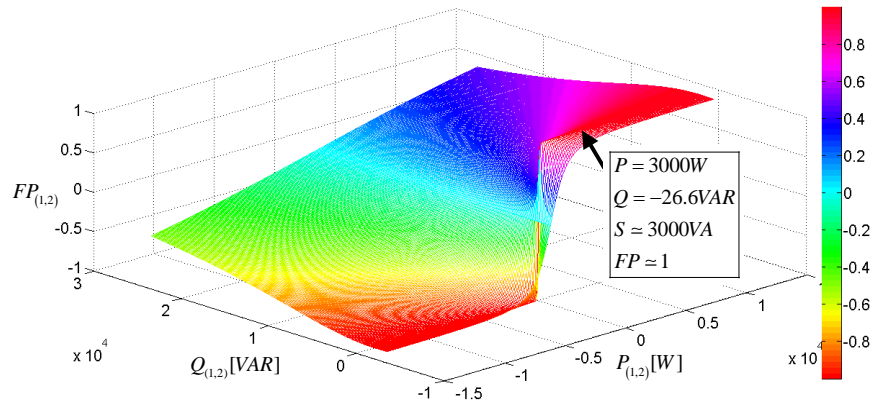


Figura 1.20. Relación de la potencia activa, reactiva y factor de potencia.

Finalmente en la figura 1.21 se muestra la gráfica correspondiente al valor de la corriente eficaz que tendría en el convertidor con los parámetros establecidos anteriormente; dicha gráfica facilita la elección de los dispositivos semiconductores a partir de la corriente que va a circular sobre ellos, o determinar cual es la corriente que existiría si se maneja un factor de potencia diferente a la unidad.

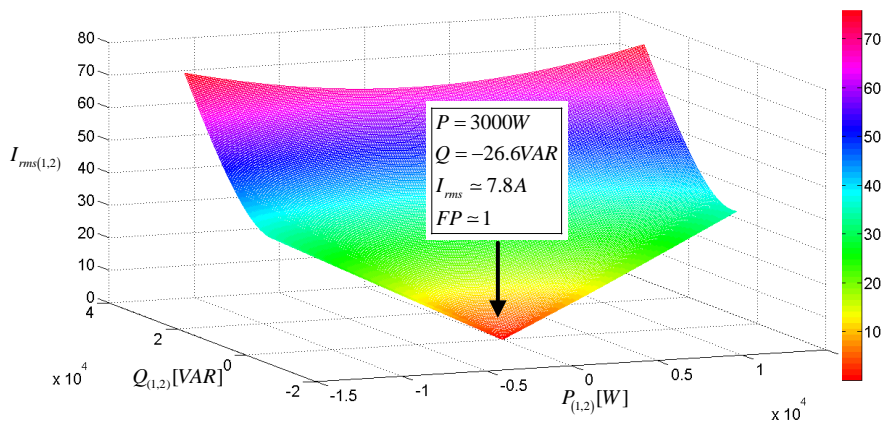


Figura 1.21. Relación de la potencia activa, reactiva y corriente eficaz.

CAPÍTULO II

Operación del convertidor CA/CD/CA ante desbalances de tensión

II.1 Clasificación de Sags

Uno de los temas actuales más importantes en sistemas eléctricos es la calidad de energía eléctrica, de donde se han desarrollado estándares y normas para poder acotar y limitar los problemas que los sistemas eléctricos presentan en este tema. Existen perturbaciones que afectan a la red eléctrica y a los sistemas que se encuentran interconectados en la red. Las perturbaciones que comúnmente presentan un alto impacto en la red eléctrica son los desbalances, *sag*, *swell*, alta distorsión armónica, cortes de energía, entre otros.

II.1.1 Calidad de la energía eléctrica y tipo de perturbaciones

La definición calidad de energía eléctrica es un término que implica diferentes consideraciones. El estándar de la IEEE 1100 [27] la define como: *Calidad de energía eléctrica es el concepto de energizar y aterrizar equipos sensibles de la manera adecuada para la operación de dicho equipo*; el estándar de la IEC 61000-1-1 [28] establece que: *Compatibilidad electromagnética es la capacidad de un equipo o sistema para funcionar satisfactoriamente en su entorno electromagnético sin introducir perturbaciones electromagnéticas intolerables para cualquier equipo o sistema*. Otra definición que maneja la IEC [29] es: *conjunto de parámetros que definen las propiedades de las fuentes de alimentación que entrega al usuario en condiciones normales de operación en términos de la continuidad de las características del suministro del voltaje (simetría, frecuencia, magnitud, forma de onda)*. Como se puede observar, hay varias definiciones para un mismo término. Con estas definiciones, se busca principalmente que:

- La energía deberá estar disponible cuando sea requerida.
- El voltaje y la corriente que llega a los usuarios sea idealmente sinusoidal y sin armónicos, a magnitud y frecuencia constantes.
- Que la demanda de potencia sea constante.

- Las fuentes de abastecimiento de energía tengan una alta eficiencia tanto en la parte de generación, como en la distribución de la energía.

De acuerdo a lo mencionado, la calidad de la energía eléctrica depende básicamente de la desviación de voltajes y corrientes en su forma de onda. Estas desviaciones se les pueden llamar “*perturbaciones de la calidad de la energía*”. Dichas perturbaciones pueden ser desde variaciones pequeñas de frecuencia, magnitud o forma de onda; sin embargo, existen desviaciones repentinas que alteran la calidad de energía y, eventualmente puedan dañar dispositivos implicados con este tipo de perturbaciones. En la Tabla II.1 se presentan los problemas característicos a considerar en la calidad de la energía eléctrica [30].

Tabla II.1 Problemas característicos de la red eléctrica

Categoría	Contenido espectral típico	Duración típica	Magnitud típica de voltaje
1. Transitorios			
1.1 Impulsivos			
1.1.1 Nanosegundos	Aumento de $5\eta s$	$< 50\eta s$	
1.1.2 Microsegundos	Aumento de $1\mu s$	$50\eta s - 1ms$	
1.1.3 Milisegundos	Aumento de $0.1ms$	$> 1ms$	
1.2 Oscilatorios			
1.2.1 Baja frecuencia	$< 5kHz$	$0.3ms - 50ms$	$0 - 4p.u.$
1.2.2 Media frecuencia	$5 - 500kHz$	$20\mu s$	$0 - 8p.u.$
1.2.3 Alta frecuencia	$0.5 - 5MHz$	$5\mu s$	$0 - 4p.u.$
2. Variaciones de corta duración			
2.1 Instantáneas			
2.1.1 Interrupción		$0.5 - 30ciclos$	$< 0.1p.u.$
2.1.2 Sag		$0.5 - 30ciclos$	$0.1 - 0.9p.u.$
2.2.3 Swell		$0.5 - 30ciclos$	$1.1 - 1.4p.u.$
2.2 Momentáneos			
2.2.1 Interrupción		$30ciclos - 3s$	$< 0.1p.u.$
2.2.2 Sag		$30ciclos - 3s$	$0.1 - 0.9p.u.$
2.2.3 Swell		$30ciclos - 3s$	$1.1 - 1.4p.u.$
2.3 Temporales			
2.3.1 Interrupción		$3s - 1min$	$< 0.1p.u.$
2.3.2 Sag		$3s - 1min$	$0.1 - 0.9p.u.$
2.3.3 Swell		$3s - 1min$	$1.1 - 1.2p.u.$
3. Variaciones de larga duración			
3.1 Interrupción sostenida		$> 1min$	$0.0p.u.$
3.2 Bajo voltaje		$> 1min$	$0.8 - 0.9p.u.$
3.3 Sobrevoltaje		$> 1min$	$1.1 - 1.2p.u.$
4. Voltaje desbalanceado		Estado estable	$0.5 - 2\%$

Como se muestra en la Tabla II.1, la clasificación depende en gran medida de la magnitud y de la duración de las perturbaciones. En la figura 2.1 se presenta de manera gráfica la clasificación de dichos eventos según el estándar de la IEEE 1159-2009 [31].

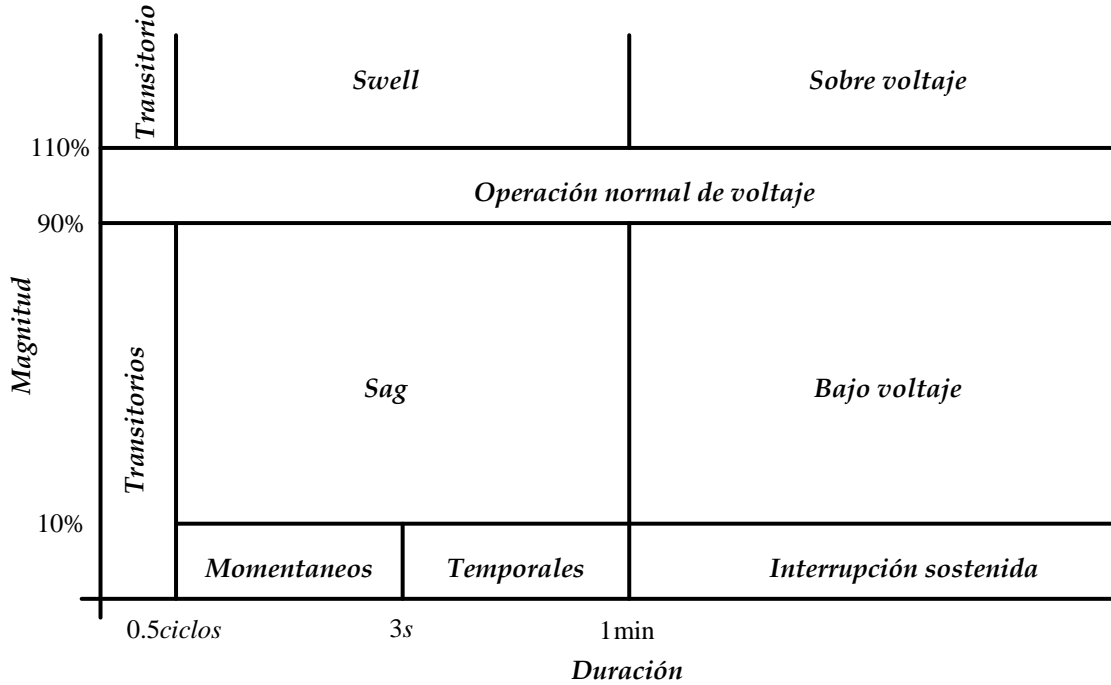


Figura 2.1. Caracterización de las perturbaciones del voltaje

Con la definición de calidad de energía y la clasificación de las perturbaciones en función de su magnitud y duración, es posible categorizar y caracterizar los sags de voltaje ya que son parte esencial de este trabajo.

II.1.2 Sags de voltaje

Los sags de voltaje son reducciones del voltaje eficaz de corta duración, causados por corto circuitos, sobrecargas, arranque de motores, etc. El estudio de este tipo de perturbaciones es de gran interés, ya que pueden causar daños severos a las cargas sensibles interconectadas a la red eléctrica. De manera simple se puede definir el sag de voltaje a partir de la figura 2.2, donde Z_F es la impedancia que existe entre el punto de conexión común (PCC) y la falla, y Z_S es la impedancia de la fuente al punto de conexión común. Del circuito se tiene que:

$$V_{sag} \approx \frac{Z_F}{Z_S + Z_F} V \tag{2.1}$$

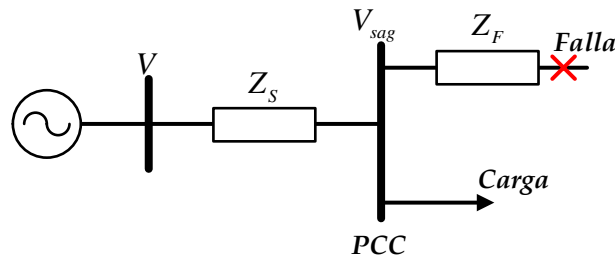


Figura 2.2. Divisor de voltaje para un sag de voltaje.

Para caracterizar los sag de voltaje se parte del estudio de las componentes simétricas y los tipos de fallas que existen en la red. El análisis de componentes simétricas es una herramienta útil para el análisis de sistemas trifásicos desbalanceados. Este análisis parte de la premisa que, a partir de voltajes trifásicos, éstos pueden descomponerse en tres conjuntos de secuencia [33]: la secuencia cero, que consiste de tres fasores con magnitudes iguales y con desplazamiento de fase cero; la secuencia positiva, que consta de tres fasores con magnitudes iguales con desplazamiento de fase de $\pm 120^\circ$ y en sentido de las manecillas del reloj; la componente de secuencia negativa es igual que la secuencia positiva, sólo que el giro es en contra de las manecillas del reloj. De acuerdo a lo anterior y tomando las siguientes consideraciones:

- La impedancia de la secuencia positiva y negativa son iguales.
- El neutro es la referencia para los voltajes en los circuitos de secuencia positiva y negativa, y estos voltajes al neutro son iguales a los voltajes de tierra.
- Las corrientes de carga, antes, durante y después de una falla, pueden ser despreciadas.

Es posible caracterizar cuatro tipos de sag básicos los cuales se presentan en la Tabla 2.II. En el diagrama fasorial los vectores en rojo representan el desbalance con respecto al voltaje trifásico en condiciones normales, el tipo de falla que lo genera y su ecuación descriptiva.

Tabla II.2 Tipos de sag de voltaje.

	<p>El sag tipo A es causado comúnmente por fallas trifásicas balanceadas, por lo que se puede considerar como un sag trifásico balanceado, donde su ecuación descriptiva está dada por:</p> $\begin{aligned} V_a &= V_{sag} \\ V_b &= -\frac{1}{2}V_{sag} - j\frac{\sqrt{3}}{2}V_{sag} \\ V_c &= -\frac{1}{2}V_{sag} + j\frac{\sqrt{3}}{2}V_{sag} \end{aligned} \quad (2.2)$
--	--

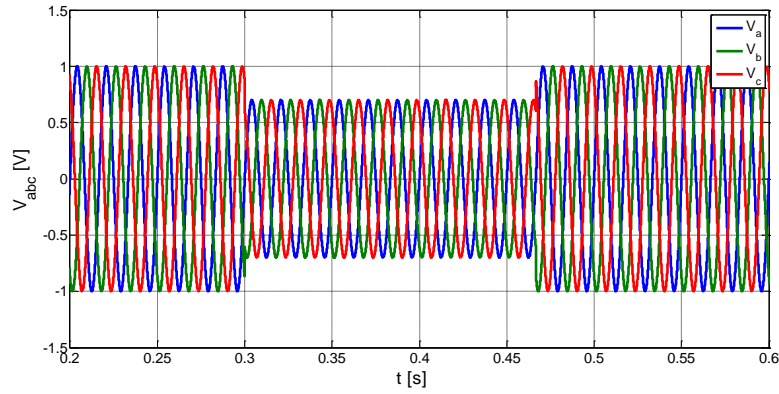
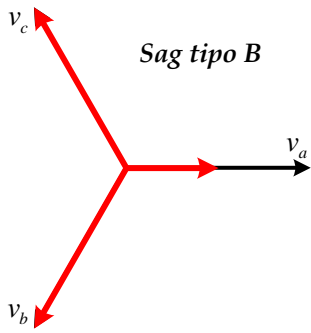


Figura 2.3. Sag de voltaje tipo A.



El sag tipo B es causado por fallas monofásicas, donde su ecuación descriptiva está dada por:

$$\begin{aligned} V_a &= V_{sag} \\ V_b &= -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ V_c &= -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \end{aligned} \quad (2.3)$$

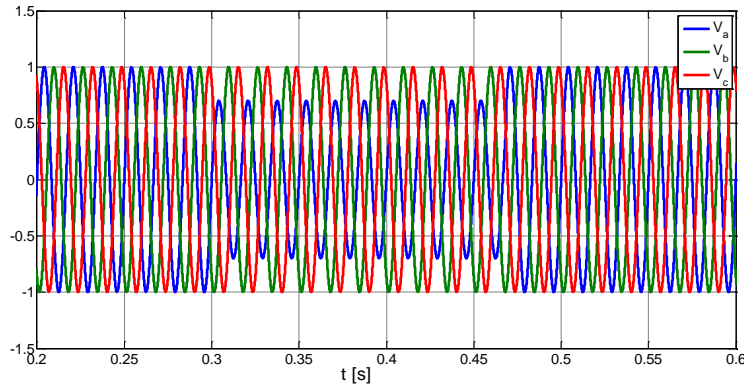
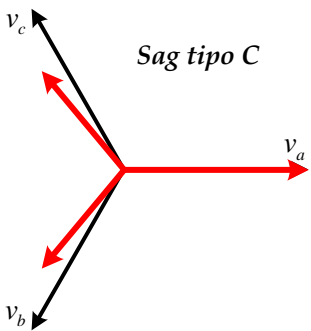


Figura 2.4. Sag de voltaje tipo B.



El sag tipo C es causado por fallas de fase a fase, donde su ecuación descriptiva está dada por:

$$\begin{aligned} V_a &= 1 \\ V_b &= -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} V_{sag} \\ V_c &= -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} V_{sag} \end{aligned} \quad (2.4)$$

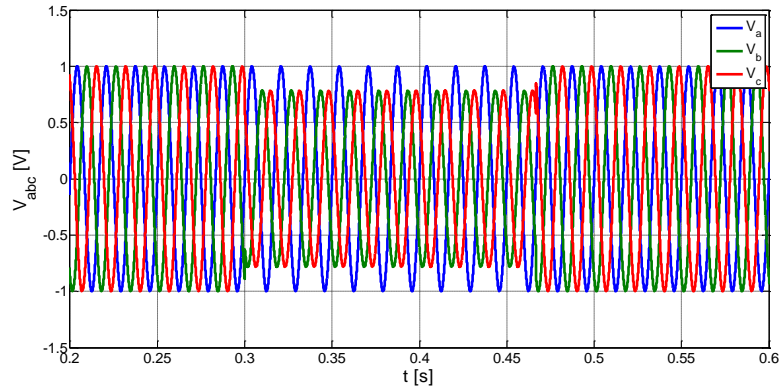
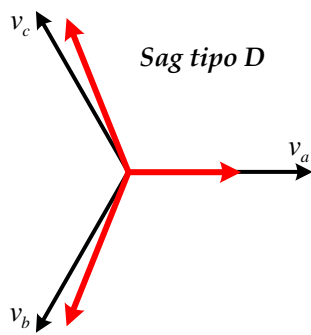


Figura 2.5. Sag de voltaje tipo C



El sag tipo D es causado al igual que el tipo C, por fallas de fase a fase, sin embargo, el ángulo entre fases es diferente; esto se puede observar en su ecuación descriptiva dada por:

$$\begin{aligned} V_a &= V_{sag} \\ V_b &= -\frac{1}{2}V_{sag} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ V_c &= -\frac{1}{2}V_{sag} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \end{aligned} \quad (2.5)$$

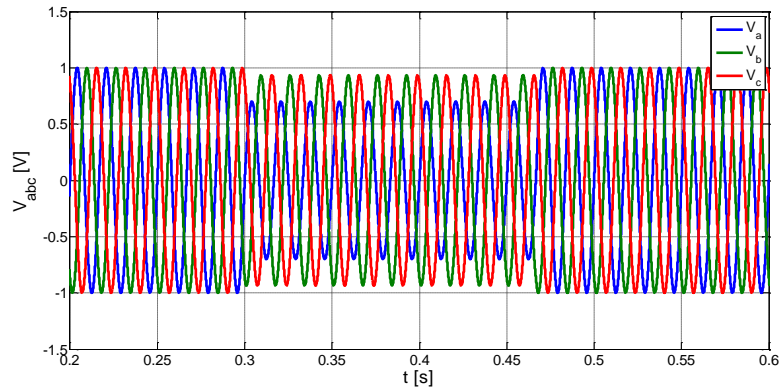


Figura 2.6. Sag de voltaje tipo D.

Con los sag caracterizados, es posible estudiar el convertidor CA/CD/CA cuando éste opera ante sag de tensión. Además de analizar qué ocurre en el convertidor VSC1 cuando existen perturbaciones en la entrada, y cómo repercuten a la salida del convertidor VSC2.

II.2 Operación del convertidor CA/CD/CA en lazo abierto

Muchos sistemas en electrónica de potencia trabajan bajo un solo punto de operación donde no se requiere un sistema de control en lazo cerrado. En este sentido, una forma de evaluar el convertidor CA/CD/CA antes de implementar un lazo de control, consiste en verificar su desempeño en lazo abierto y condiciones nominales de operación. Hacer este análisis permite verificar si las condiciones que se proponen para transferir potencia de un convertidor a otro se cumplen, además de conocer cuál es el comportamiento ante un sag de tensión.

II.2.1 Operación del convertidor en condiciones normales de operación

En la figura 2.7 se presenta el convertidor CA/CD/CA donde una de las condiciones de operación necesarias es transferir potencia del convertidor VSC1 al VSC2, operando el convertidor VSC1 como rectificador y el convertidor VSC2 como inversor. En el Capítulo I, se analizó la región de operación del convertidor y el dimensionamiento de los elementos pasivos. Para dicho análisis se deben de tomar las siguientes consideraciones con el fin determinar el comportamiento del convertidor en estado estable.

- Los voltajes de alimentación del convertidor VSC1 y VSC2 son balanceados, sin armónicos y desfasados 120°.
- El bus de CD es constante cumpliendo con la ecuación (1.16).
- Los inductores de acoplamiento son iguales en las tres fases.
- El condensador es lo suficientemente grande para reducir el rizo de voltaje de acuerdo con la ecuación (1.31).
- El índice de modulación es un número impar y múltiplo de tres.
- Las moduladoras en estado estable son menores o iguales a la unidad para que no operen en la región de sobremodulación.

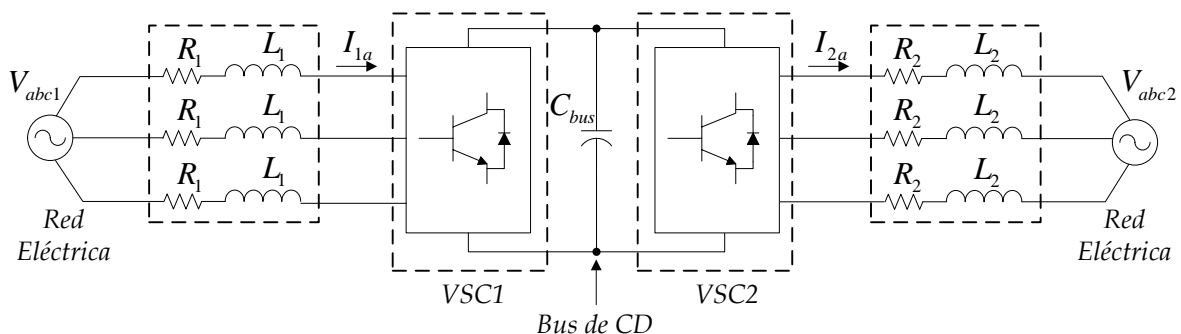


Figura 2.7. Convertidor CA/CD/CA.

De acuerdo a las consideraciones anteriores, el convertidor VSC1 puede transferir la misma potencia hacia el convertidor VSC2, es decir que $P_1 = P_2$, $L_1 = L_2$ y $V_{abc1} = V_{abc2}$; además, se considera que los convertidores tienen el factor de potencia unitario, asumiendo que la potencia reactiva es cero. Con estas consideraciones se obtiene que la corriente en el convertidor VSC1 es igual a la corriente en el convertidor VSC2, además cabe mencionar que al considerar voltajes balanceados, basta con hacer el análisis de una sola fase ya que se asume que las otras fases están desfasadas 120° entre ellas. Considerando el análisis para la fase a :

$$I_{1a} = I_{2a} = \frac{P_{(1,2)}}{3V_{(1a,2a)}} \quad (2.6)$$

Con la corriente nominal, se determina el voltaje PWM del convertidor VSC1 con:

$$V_{pwm1a} = V_{1a} - (R_1 + j\omega L_1)I_{1a} \quad (2.7)$$

Y para el convertidor VSC2 se tiene:

$$V_{pwm2a} = V_{2a} + (R_2 + j\omega L_2)I_{2a} \quad (2.8)$$

Con el voltaje PWM de ambos convertidores, las moduladoras para la fase a del convertidor VSC1 y VSC2 son:

$$M_{1a} = \frac{2V_{pwm1a}}{V_{bus}} \angle \phi_{1a} \quad (2.9)$$

$$M_{2a} = \frac{2V_{pwm2a}}{V_{bus}} \angle \phi_{2a} \quad (2.10)$$

Con un bus dado por:

$$V_{bus} \geq \sqrt{3}\sqrt{2}V_{1a} \quad (2.11)$$

Donde $\phi_{(1a,2a)}$ corresponde al desfaseamiento que se produce del análisis fasorial del voltaje PWM, además el valor de las moduladoras tienen que ser menores o iguales a la unidad. En la figura 2.8 se presentan el voltaje de entrada en valores por unidad del convertidor VSC1 junto con la corriente a

una frecuencia fundamental de 60Hz. Además, debido a que el factor de potencia es unitario la corriente está en fase con el voltaje. Para obtener las señales de CA en valores por unidad los parámetros base son: $V_{base} = 127V_{rms}$ y $P_{base} = 1000W$. El bus de CD se presenta normalizado con $V_{bus,Nom} = 400V$.

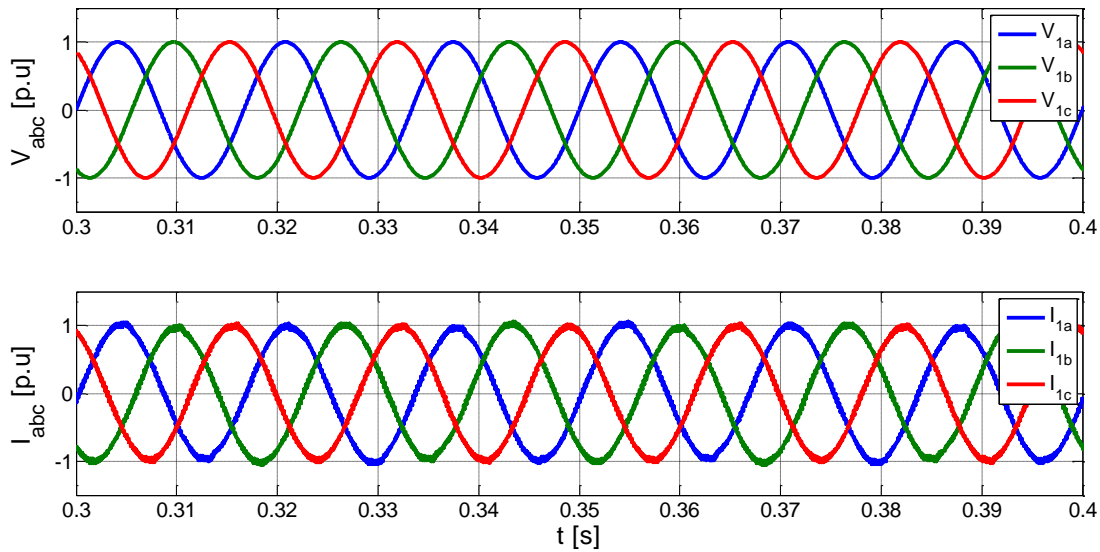


Figura 2.8. Voltaje y corriente del convertidor VSC1.

En la figura 2.9 se presenta el voltaje que debe de tener el bus de CD en relación al voltaje nominal considerando que se encuentra regulado, obteniendo así una perspectiva de cómo debe comportarse el sistema. Sin embargo, en condiciones reales esto no sucede ante variaciones de potencia. Mantener dicho bus regulado sólo se logra aplicando un lazo de control.

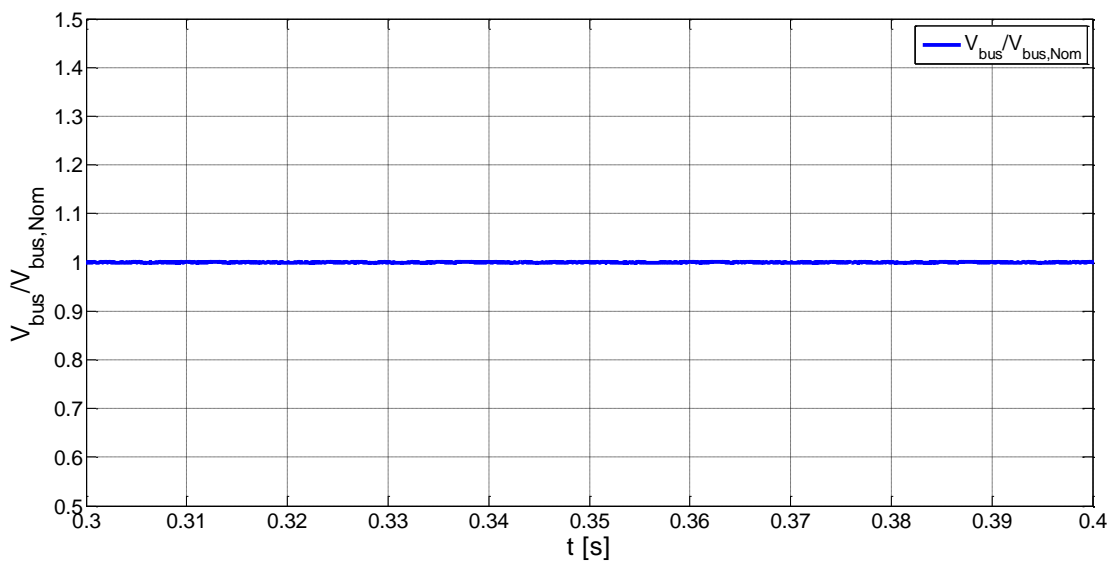


Figura 2.9. Voltaje del bus de CD.

En la figura 2.10 se puede observar el voltaje y la corriente del convertidor VSC2 que deben ser iguales en magnitud y fase que las del convertidor VSC1, ya que se considera factor de potencia unitario.

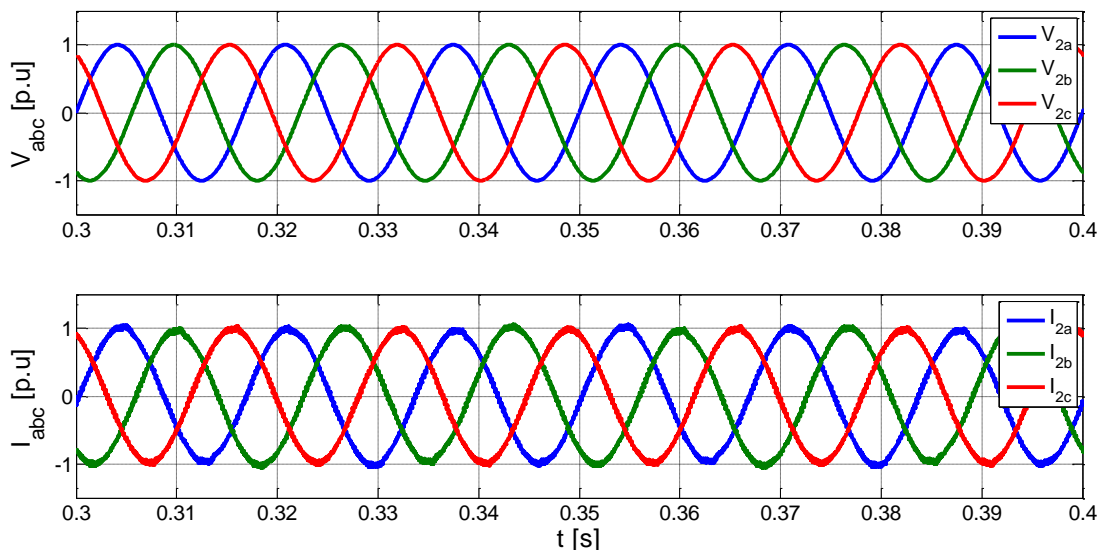


Figura 2.10. Voltaje y corriente del convertidor VSC2.

Finalmente, en la figura 2.11 se presenta la potencia activa entregada del convertidor VSC1 y la potencia consumida del convertidor VSC2. La potencia reactiva de los convertidores es cero cuando se considera un factor de potencia unitario.

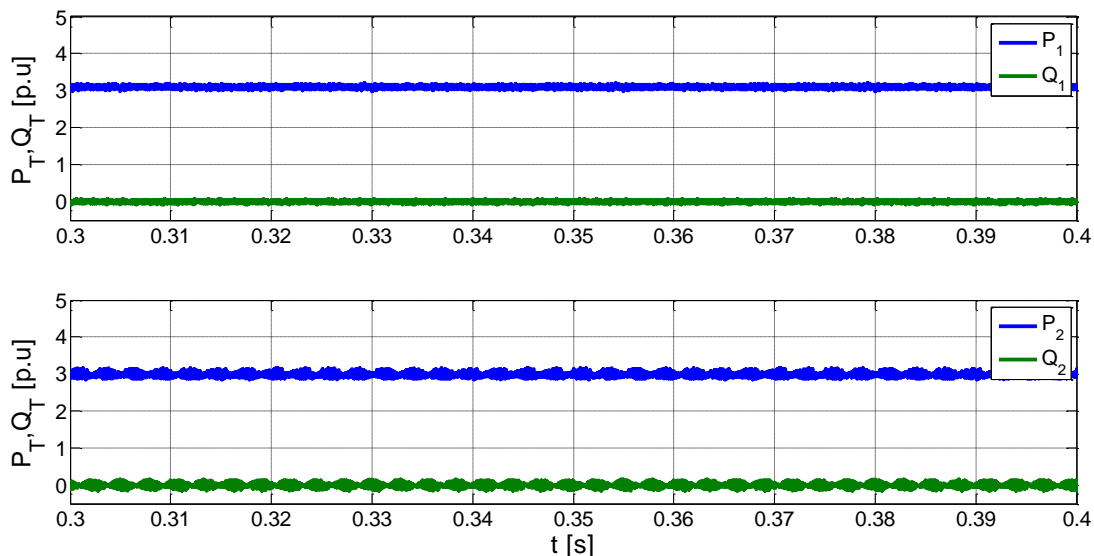


Figura 2.11. Potencia activa y reactiva de los convertidores VSC1 y VSC2.

La operación del convertidor en condiciones normales asegura la transferencia de potencia de un convertidor a otro, ya sea con factor de potencia unitario o proporcionando potencia reactiva. Por otro lado, existen condiciones no deseables en la red eléctrica debidas a fallas que producen

desbalances de tensión, como las estudiadas en la sección II.1, afectando la operación del convertidor. En el siguiente apartado se estudia este tipo de perturbaciones en el convertidor CA/CD/CA.

II.2.2 Operación del convertidor con un sag trifásico balanceado de tensión

En la sección anterior se analizó el comportamiento del convertidor CA/CD/CA en condiciones normales de operación, además de observar sus formas de onda características. En esta sección se analiza el convertidor de la figura 2.7 en condiciones desbalanceadas de tensión en estado estable. Para el estudio de condiciones desbalanceadas en circuitos de CA no se puede hacer el análisis sólo de una fase, ya que habiendo diferentes tipos de fallas en la red eléctrica que generan desbalances de tensión, no se puede asegurar que las fases son iguales en fase y magnitud.

Sea el convertidor CA/CD/CA operando en condiciones normales y manteniendo el flujo de potencia constante del convertidor VSC1 al convertidor VSC2 y con factor de potencia unitario, tal que $P_1 = P_2$. Considere un sag de tensión en el convertidor VSC1 empezando en t_1 regresando a su condición normal en t_2 , como se muestra en la figura 2.12.

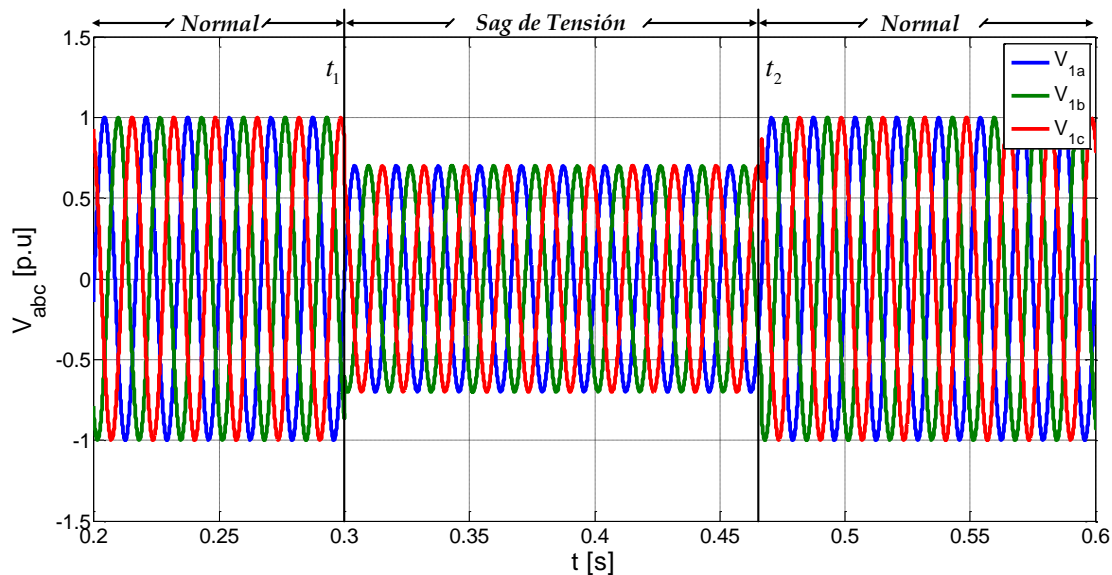


Figura 2.12. Sag de tensión de entrada hacia el convertidor VSC1.

Con el sag de tensión que existe en la entrada del convertidor VSC1 es posible determinar cómo es la corriente. Este análisis se hace a partir de la respuesta transitoria y de estado estable. La ecuación que describe el comportamiento de la corriente durante el sag de tensión es:

$$i_{sag} = i_{sag,ca} + i_{sag,cd} \quad (2.12)$$

Donde la corriente $i_{sag,ca}$ es la corriente en la que va operar el convertidor VSC1 con un voltaje V_{sag} al transferir una potencia nominal P_1 , por lo que se tiene:

$$i_{sag,ca} = \frac{V_{sag}}{Z_{nom}} \text{sen}(\omega t + \alpha) \quad (2.13)$$

α es el ángulo en el que ocurre la caída de tensión donde $\alpha \in [0, 90^\circ]$; Z_{nom} es la impedancia de la fuente al convertidor. La corriente $i_{sag,cd}$, es la corriente que existe durante el transitorio de tensión y está dada por:

$$i_{sag,cd} = \frac{V_{sag}}{Z_{RL}} \text{sen}(\alpha - \theta) e^{\left(-\frac{R}{L}t\right)} \quad (2.14)$$

Z_{RL} y θ son la impedancia y el ángulo de la impedancia de los inductores de enlace del convertidor VSC1. En la figura 2.13 se muestra la corriente de entrada en cada una de las fases del convertidor VSC1 cuando existe un sag de voltaje como en la figura 2.12. En la corriente de la fase a es donde se presenta el peor caso, debido a que el voltaje de la fase a está sincronizado para que el sag empiece en cero; en las fases b y c no ocurre esto. El mismo caso ocurre cuando el voltaje regresa a su valor nominal.

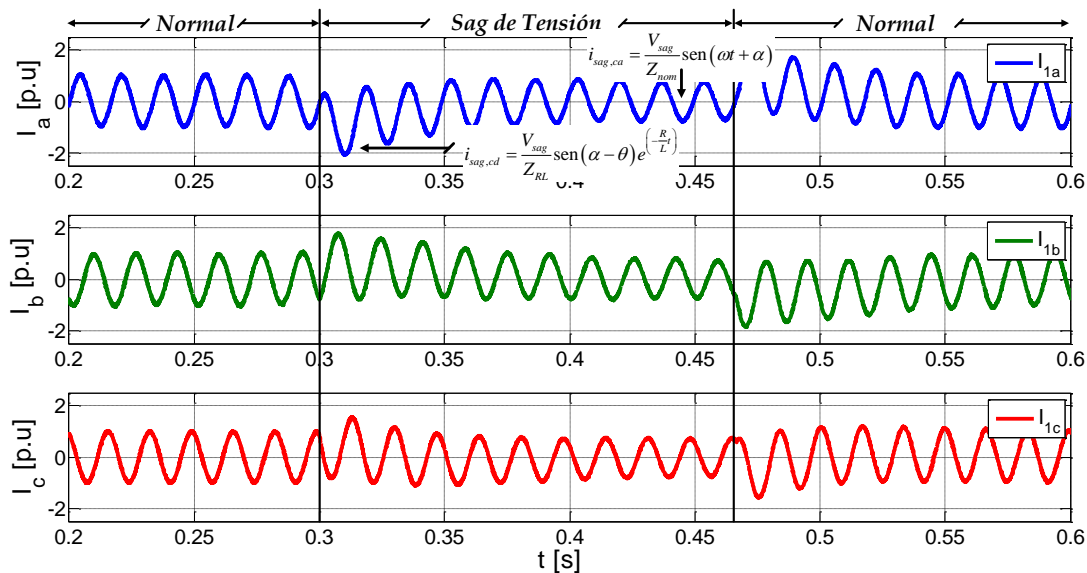


Figura 2.13. Corriente durante un desbalance de tensión.

Una consideración importante para este estudio es la relación $\tau = L/R$ que es el tiempo en que la corriente tarda en alcanzar el estado estacionario y depende directamente de los inductores de enlace del convertidor.

Debido a que existe una caída en el voltaje y se altera la corriente del convertidor, la potencia que circula al convertidor disminuye. En la figura 2.14, se muestran la potencia activa y reactiva del convertidor VSC1, donde se observan los transitorios asociados a la caída de tensión y el transitorio de corriente en el convertidor VSC1. Después de que ocurre el sag de voltaje, el convertidor VSC1 regresa a su condición normal de operación con los transitorios de potencia correspondientes.

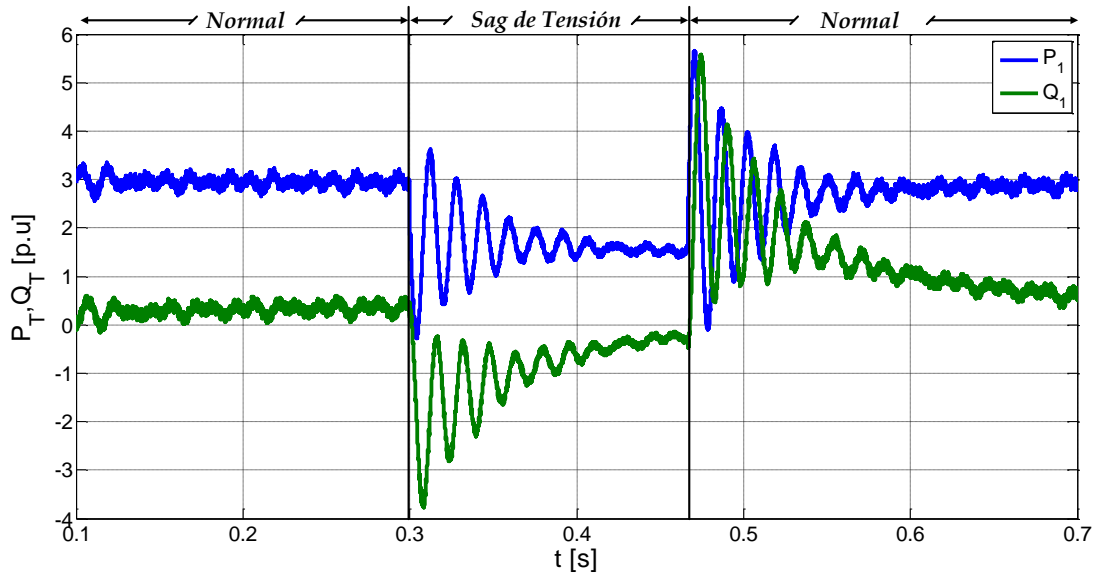


Figura 2.14. Potencia activa y reactiva del convertidor VSC1.

El convertidor CA/CD/CA de la figura 2.7 cuenta con un condensador de acoplamiento que se encarga de mantener la transferencia de potencia entre el convertidor VSC1 y VSC2. Sin embargo, debido a que el convertidor está operando en lazo abierto, las moduladoras de los convertidores se mantienen en un solo punto de operación; ante un sag de tensión no se asegura la transferencia de potencia como se observó en la figura 2.14, ni la regulación de voltaje en el bus de CD. De acuerdo a esto, la caída de tensión en el bus de CD está en función de la magnitud del sag, de donde se puede obtener una expresión que proporcione cuál es el voltaje cuando ocurre un sag de tensión; esta ecuación parte de:

$$E_{nom} = \frac{1}{2} C_{bus} V_{bus}^2 \quad (2.15)$$

La ecuación (2.15) puede quedar en función de la constante de tiempo del bus de CD y en función de la potencia nominal transferida del convertidor VSC1 por lo que se tiene:

$$\tau = \frac{C_{bus} V_{bus}^2}{2P_1} \quad (2.16)$$

A partir de τ se puede determinar el valor del voltaje al que va a caer el bus de CD, tal que:

$$V_{bus,sag} = V_{bus} V_{sag} \sqrt{\frac{3}{Z_{nom} P_1}} \quad (2.17)$$

En la figura 2.15 se muestra en valores por unidad la caída del bus de CD que presenta durante el sag de tensión en el convertidor VSC1 de la figura 2.12.

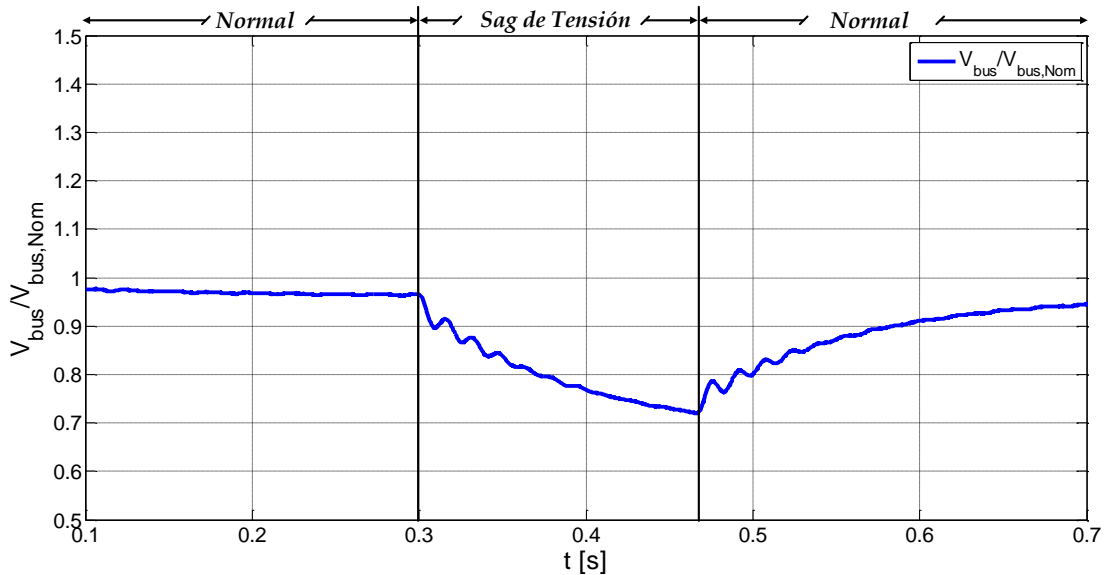


Figura 2.15. Caída de tensión del bus de CD durante el sag de tensión.

Como la transferencia de potencia se analiza a partir del convertidor VSC1 al VSC2, la potencia del convertidor VSC2 tendrá una caída en la misma proporción a la caída del bus de CD. En la figura 2.16 se muestra la potencia consumida del convertidor VSC2 y en la figura 2.17 se muestra la corriente del convertidor VSC2.

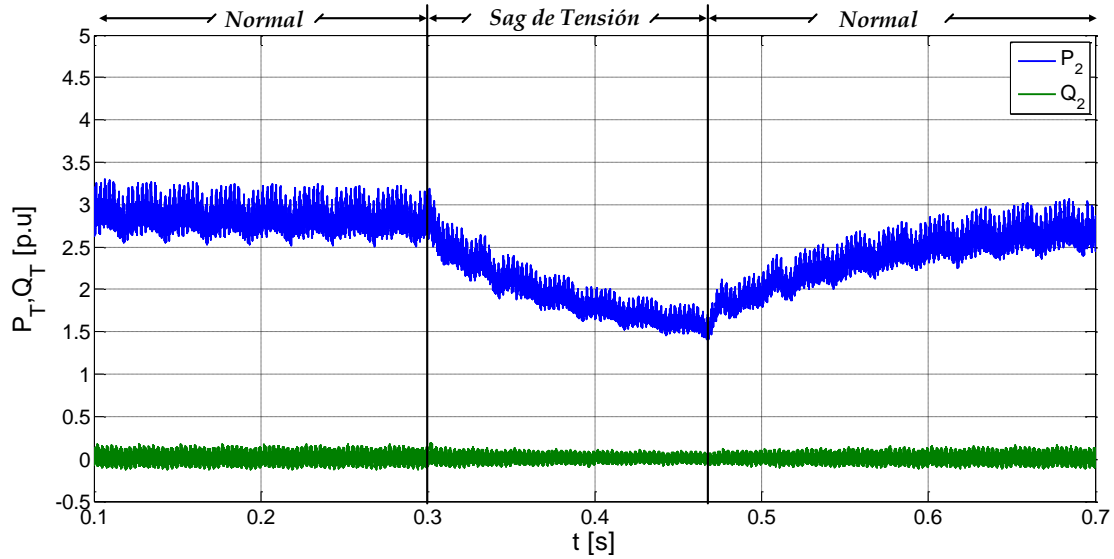


Figura 2.16. Potencia en el convertidor VSC2.

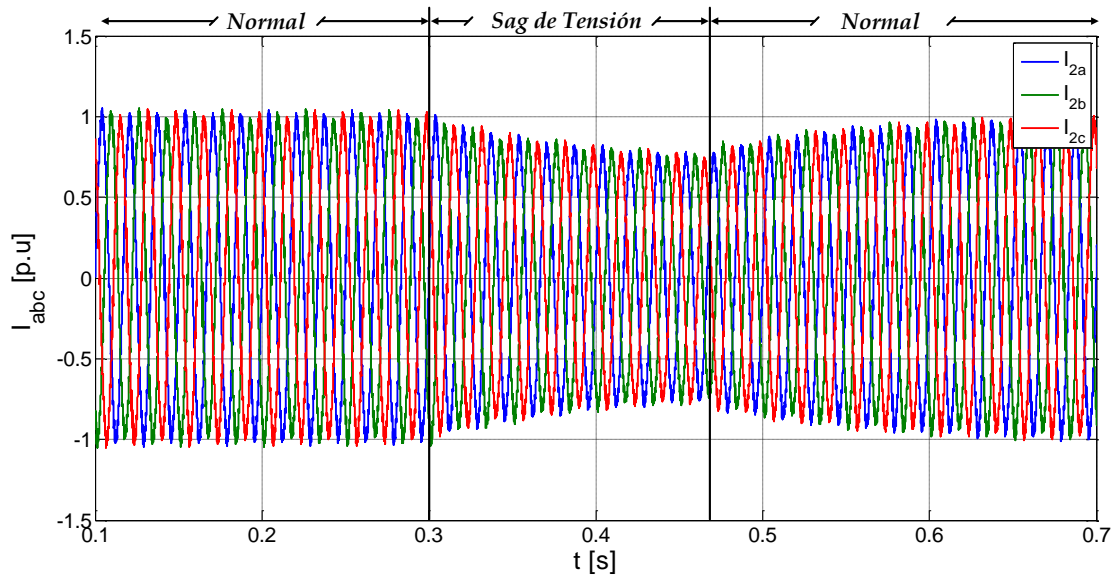


Figura 2.17. Corriente del convertidor VSC2.

El análisis de esta sección es para una falla trifásica sostenida que ocasiona una caída de tensión trifásica igual en magnitud y fase asociada a un sag tipo A; este tipo de perturbación presenta las peores condiciones para el convertidor. Los sag de tensión tipo B, C y D, presentan condiciones similares a las analizadas con el sag tipo A. Como se verá más adelante, el efecto más crítico para los convertidores CA/CD/CA en los sag de tensión tipo B, C y D es la aparición de un rizo de tensión en el bus de CD al doble de la frecuencia de línea.

II.2.3 Operación del convertidor ante un sag tipo C

En la figura 2.18 se muestra un sag tipo C en valores por unidad con una magnitud de desbalance de $0.7 p.u$ donde los voltajes en las fases están dados por la ecuación (2.4), además se muestra la forma de onda de la corriente de entrada al convertidor VSC1.

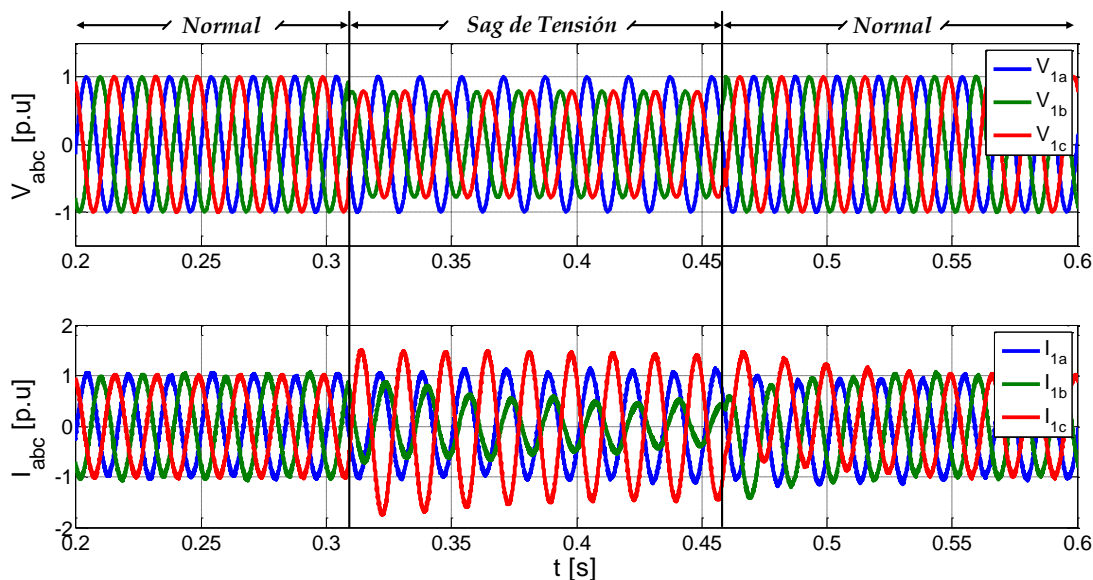


Figura 2.18. Voltaje y corriente de un sag tipo C en el convertidor VSC1.

Como se observa en la figura 2.18 la corriente de entrada en el convertidor es diferente a la corriente que se presenta en el caso del sag tipo A de la figura 2.13, ya que en este caso se presenta un desfase en las fases b y c de la tensión del convertidor VSC1 provocando un desfase en la corriente del convertidor. Cabe mencionar que al igual que el caso del sag tipo A, se asume que el sistema está operando en condiciones normales y posteriormente ocurre la perturbación; es decir, para esta condición se asume un sistema trifásico balanceado donde se calculan las moduladoras correspondientes para transferir una potencia P_1 para un sólo punto de operación.

En la figura 2.19 se muestra cómo es el bus de CD con el sag tipo C; existe una caída de tensión en el bus de menor magnitud que en el caso del sag A debido a que la caída de tensión en las fases b y c provoca un rizo de tensión al doble de la frecuencia de la red.

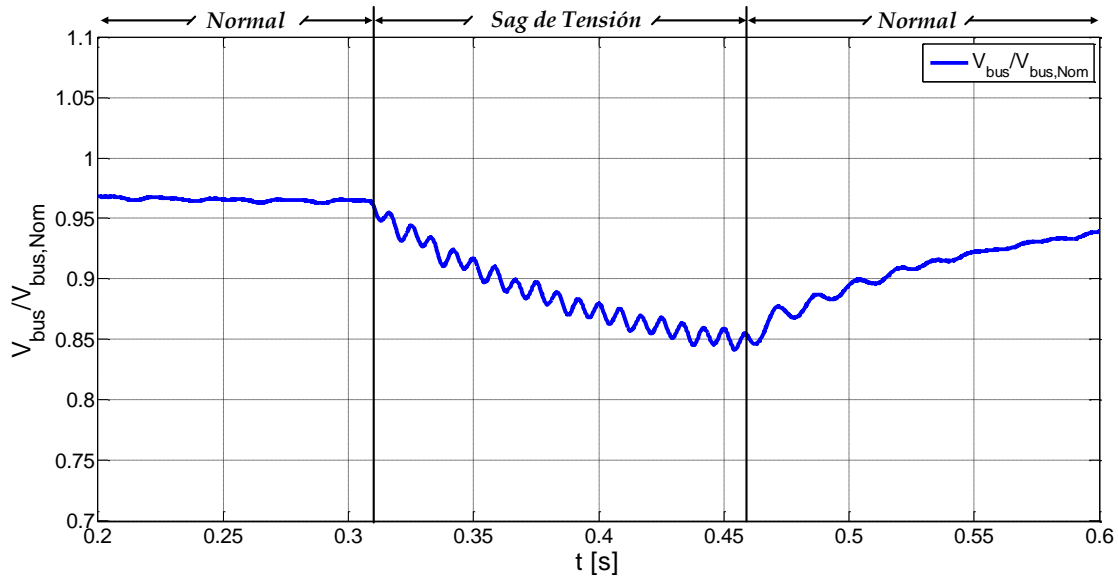


Figura 2.19. Voltaje en el bus de CD durante el sag tipo C.

Una forma de determinar la magnitud del rizo de tensión en el bus de CD parte de la analogía para el dimensionamiento del condensador y rizo de voltaje en el bus, considerando los armónicos de baja frecuencia y determinando su magnitud y fase durante el sag.

Después de observar cómo son las formas de onda del voltaje y la corriente de entrada en el convertidor VSC1, además del voltaje en el bus de CD, en la figura 2.20 se presenta cómo es la transferencia de potencia en el convertidor VSC1. Debido a que no existe una sincronía entre el voltaje y la corriente y con un desfase entre ellos, la potencia en el convertidor VSC1 presenta altas oscilaciones en la potencia promedio del convertidor durante el sag tipo C.

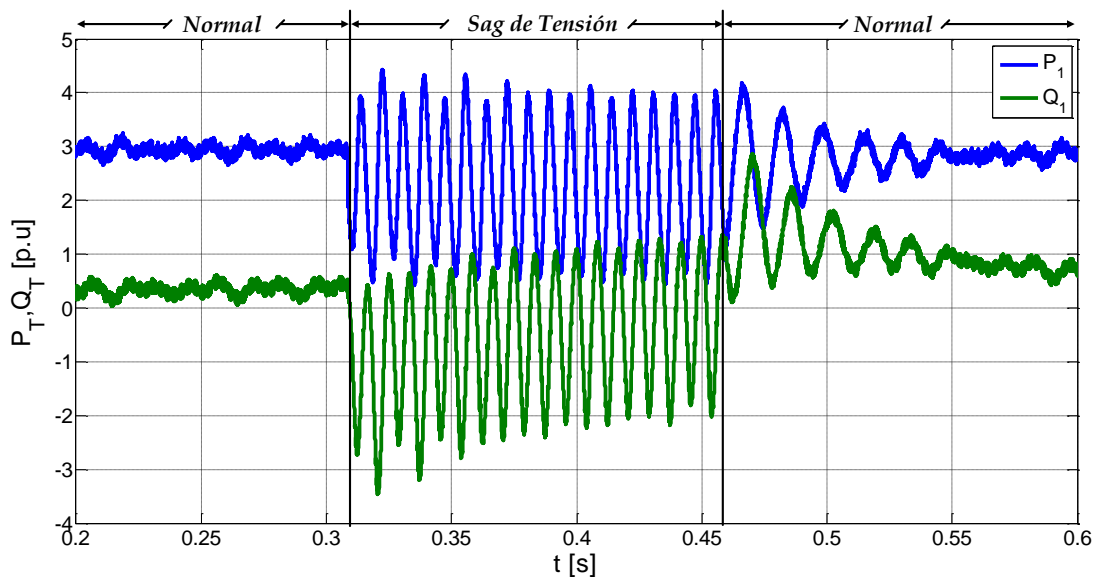


Figura 2.20. Potencia en el convertidor VSC1 con un sag tipo C.

II.3 Estrategia de control para el convertidor CA/CD/CA

En el capítulo I se analizó el dimensionamiento del convertidor CA/CD/CA además de evaluar en la región que puede operar el convertidor, obteniendo una metodología para determinar los valores de los inductores de enlace y el valor del condensador del bus de CD en función del rizo de voltaje. Con la obtención de dichos valores, es posible analizar el comportamiento del convertidor en lazo abierto obteniendo las ecuaciones en estado estable para el convertidor VSC1 y VSC2 asumiendo que el flujo de potencia es del convertidor VSC1 al convertidor VSC2. Este tipo de análisis sólo se puede lograr para una sola potencia, es decir que si se desea que transfiera una potencia diferente al valor nominal del convertidor, tendrán que ser modificados los valores de las moduladoras en función de la potencia que se desea transferir. Por otro lado, si se requiere que el convertidor opere ante desbalances de tensión es necesario tener lazos de control que puedan transferir la potencia que le demande la carga, además de mantener el bus de CD regulado.

En esta sección se presenta una estrategia de control ampliamente utilizada en estructuras CA/CD, basadas en el control desacoplado de potencia [22-24-26]. Considérese el sistema VSC1 y VSC2 en el marco de referencia dq como se muestra en la ecuación (2.18):

$$\begin{aligned}
 L_1 \frac{di_{1d}}{dt} &= v_{1d} - R_1 i_{1d} + \omega L_1 i_{1q} - \frac{m_{1d} V_{bus}}{2}, \\
 L_1 \frac{di_{1q}}{dt} &= v_{1q} - R_1 i_{1q} - \omega L_1 i_{1d} - \frac{m_{1q} V_{bus}}{2}, \\
 L_2 \frac{di_{2d}}{dt} &= -v_{2d} - R_2 i_{2d} + \omega L_2 i_{2q} + \frac{m_{2d} V_{bus}}{2}, \\
 L_2 \frac{di_{2q}}{dt} &= -v_{2q} - R_2 i_{2q} - \omega L_2 i_{2d} + \frac{m_{2q} V_{bus}}{2}, \\
 C_{bus} \frac{dv_{bus}}{dt} &= \frac{3}{2} \left[(m_{1d} i_{1d} + m_{1q} i_{1q}) + (m_{2d} i_{2d} + m_{2q} i_{2q}) \right].
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

Los objetivos de control son:

- Transferir potencia activa bidireccionalmente
- Regular las potencias activas en cada uno de los convertidores
- Mantener regulado el bus de CD
- Controlar de manera independiente las potencias reactivas en ambos convertidores
- Mantener la transferencia de potencia ante desbalances de tensión

Estos objetivos de control se dividen entre los dos convertidores; uno de ellos puede mantener regulado el bus de CD y el otro tendrá la función de fijar la cantidad de potencia activa que será transferida. En la figura 2.21 se muestra el diagrama general del control con las referencias que deben de tener los controladores para que se cumplan los objetivos propuestos.

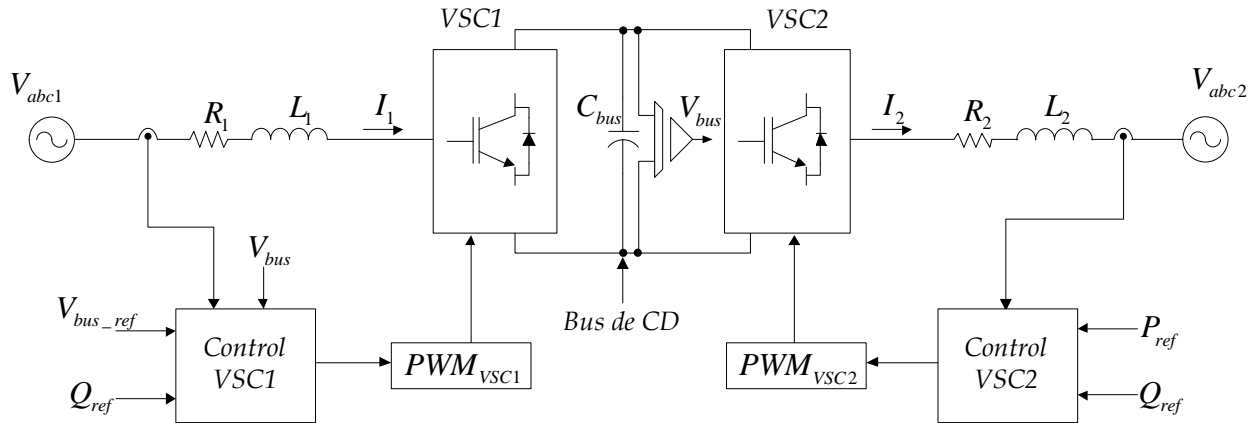


Figura 2.21. Estructura general del sistema de control.

II.3.1 Control desacoplado de potencia

A partir del modelo matemático del convertidor CA/CD/CA en el marco de referencia dq que se obtiene en el capítulo I, es posible desarrollar una estrategia de control tal que el convertidor pueda operar ante desbalances de tensión. Con el modelo en el marco de referencia dq se facilitan las tareas de control, convirtiéndose el problema de control en un problema de regulación y no un problema de seguimiento. Uno de los inconvenientes que presenta el modelo del convertidor en el marco de referencia dq son las no linealidades que existen entre los productos de las variables de estado y las entradas. Estas no linealidades limitan el control de las componentes en dq de las corrientes de manera independiente, teniendo un efecto en las potencias activa y reactiva del convertidor.

Para implementar una estrategia de control se propone un control desacoplado de potencia, el cual está dividido en dos partes: un lazo interno de corriente que cuenta con una serie de términos que cancelan las no linealidades del convertidor, y un lazo externo que determina las referencias de corriente hacia el lazo interno. En la figura 2.22 se muestra de manera general como están distribuidos los lazos internos y externos del convertidor VSC1 y VSC2.

Como se observa en la figura 2.22, se implementa un sistema de control para cada fase en el convertidor VSC1 ya que en éste convertidor es donde se presentan las perturbaciones de tensión. El implementar un lazo de control trifásico en el marco de referencia abc en un sistema balanceado puede arrastrar errores de seguimiento de la señal, además de que durante desbalances en magnitud y fase o sag desbalanceados, el diseño de los controladores puede complicarse ya que se tendría que conocer como variable de control el desbalance de fase que existe entre las tensiones y determinar la referencia de corriente correcta.

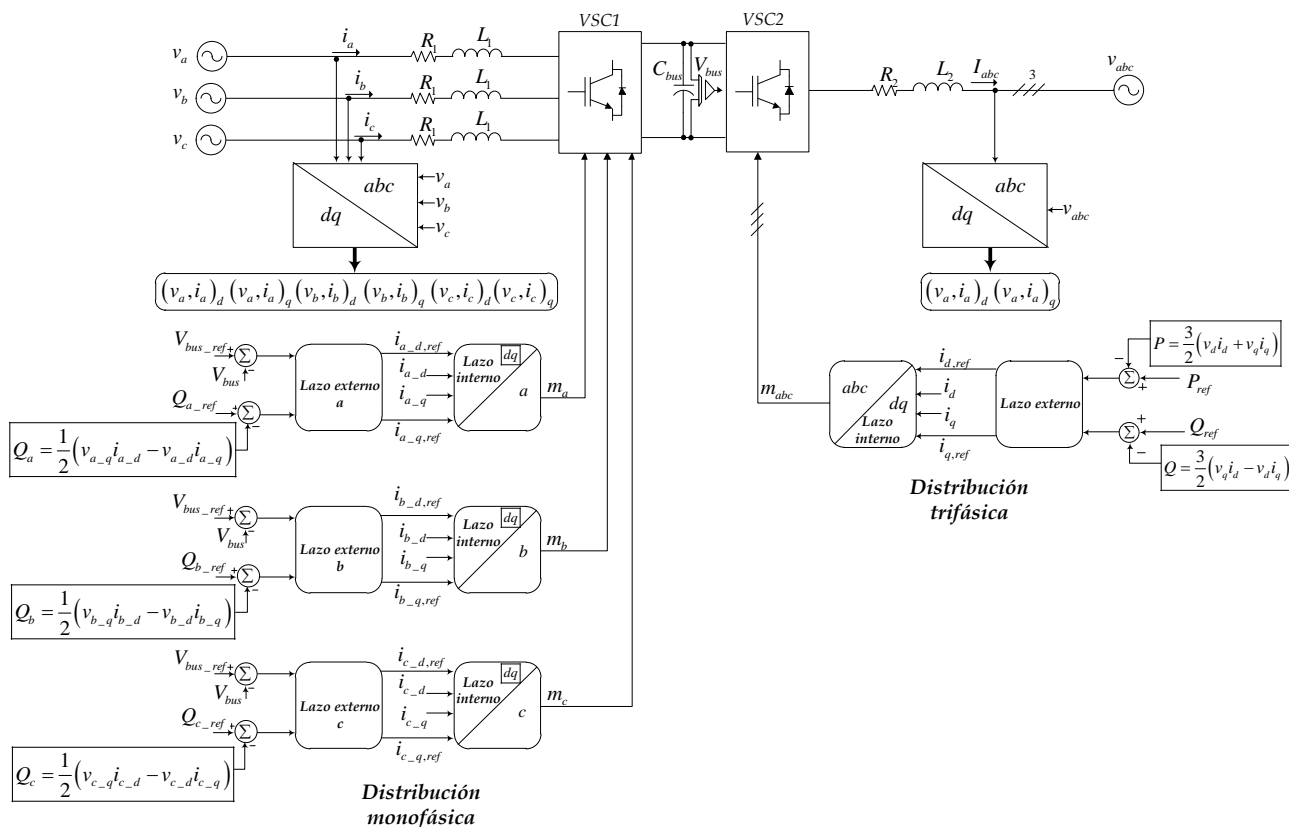


Figura 2.22. Diagrama de los lazos de control del convertidor CA/CD/CA.

Por otro lado, hacer un lazo de control lineal en el marco de referencia trifásico dq es eficaz cuando se tienen voltajes balanceados. Sin embargo, al tener voltajes desbalanceados o sag desbalanceados, la transformada dq deja de tener señales constantes, insertando rizados al doble de la frecuencia fundamental en las componentes d y q de las señales mapeadas.

El utilizar un sistema de control para cada fase en el marco de referencia dq provee una gran ventaja ya que aún cuando exista un desbalance en magnitud y fase o sag tipo A, B, C o D de un sistema trifásico, el esquema de control para cada fase lo toma como un desbalance sólo en magnitud o un sag monofásico, esto evita complicaciones para la detección sobre la fase en la que se encuentra la perturbación. Para que esto se cumpla, se sincroniza las señales de las fases a, b y c en $0^\circ, -120^\circ$ y -240° respectivamente.

En [23] se realiza un estudio sobre el marco de referencia dq trifásico y las componentes simétricas donde permite ver como son las componentes en dq ante desbalances de tensión en magnitud y fase; de lo mencionado, se presenta en el anexo C diferentes casos de estudio. En la figura 2.23 se presentan las tensiones en dq para el caso del sag tipo C donde se observa el rizo de tensión al doble de la frecuencia de línea en las componentes d y q .

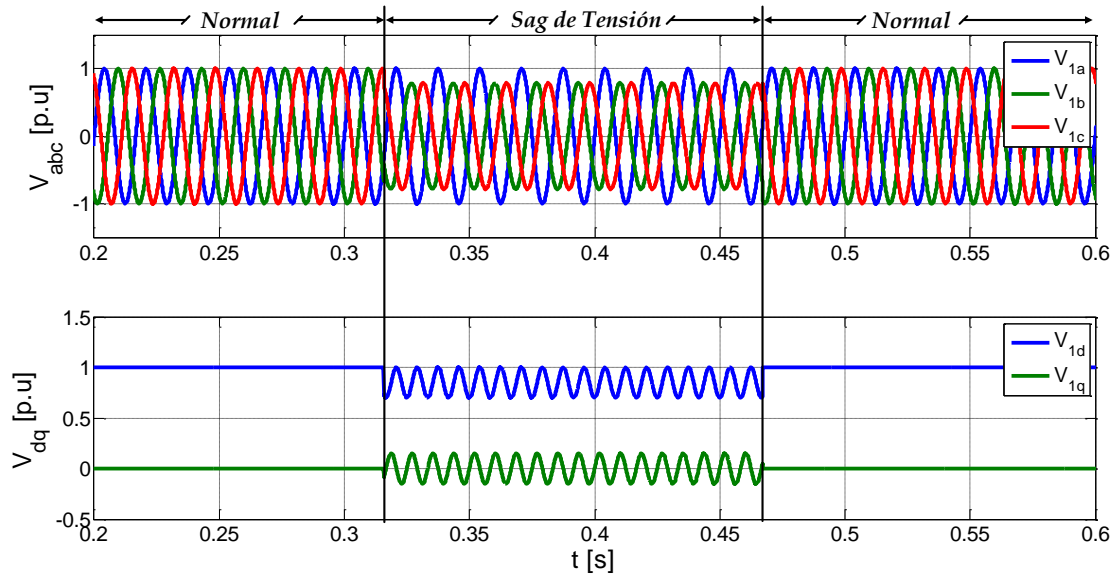


Figura 2.23 Sag de tensión tipo C en el marco de referencia abc y dq .

Tener una señal de tensión como se presenta en la figura 2.23 implica una señal de corriente en lazo abierto con las mismas características a la tensión en el convertidor; esto se muestra en la figura 2.24.

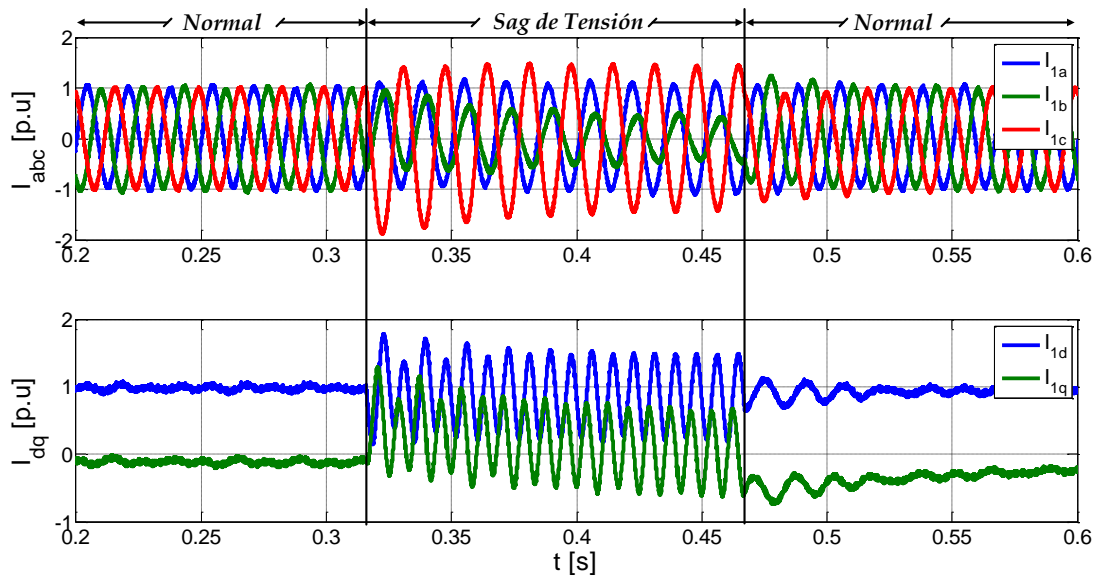


Figura 2.24. Corriente durante el sag tipo C en el marco de referencia abc y dq .

Las señales en el marco dq que presentan un rizo de tensión y corriente al doble de la frecuencia fundamental, y ocasionan que la potencia del convertidor VSC1 presente oscilaciones durante el sag como se mostró en la figura 2.20. El tener un control para cada fase en el convertidor VSC1 permite que cada fase esté en sincronía con el voltaje de la fase correspondiente ya que al tener un sag de tensión con desbalance en magnitud y fase el control recibe sólo la señal del voltaje y corriente de sensado que le corresponde a partir de la transformación dq monofásica. De esta manera no se

presenta un rizo al doble de la frecuencia en las componentes d y q haciendo que la corriente se mantenga en fase con el voltaje y además de que la transferencia de potencia sea constante y sin oscilaciones provocadas por el voltaje y la corriente.

En la figura 2.25 se muestran los lazos interno y externo de la fase a . Cabe mencionar que la transformación dq es monofásica, sin embargo desfasadas 120° entre ellas para la fase b y c . El objetivo de establecer un control por fase es para lograr la distribución y compensación de la potencia transferida del convertidor VSC1.

El control para el convertidor VSC2 está acoplado a la carga u otra red interconectada, de manera que las potencias activa y reactiva son dictadas por la carga o la red que demande la potencia al convertidor VSC1. El análisis del control del convertidor VSC2 es similar al control del convertidor VSC1; sin embargo éste es sólo un controlador ya que el análisis se hace de manera trifásica con las referencias de potencia activa y reactiva como se muestra en la figura 2.26 [24].

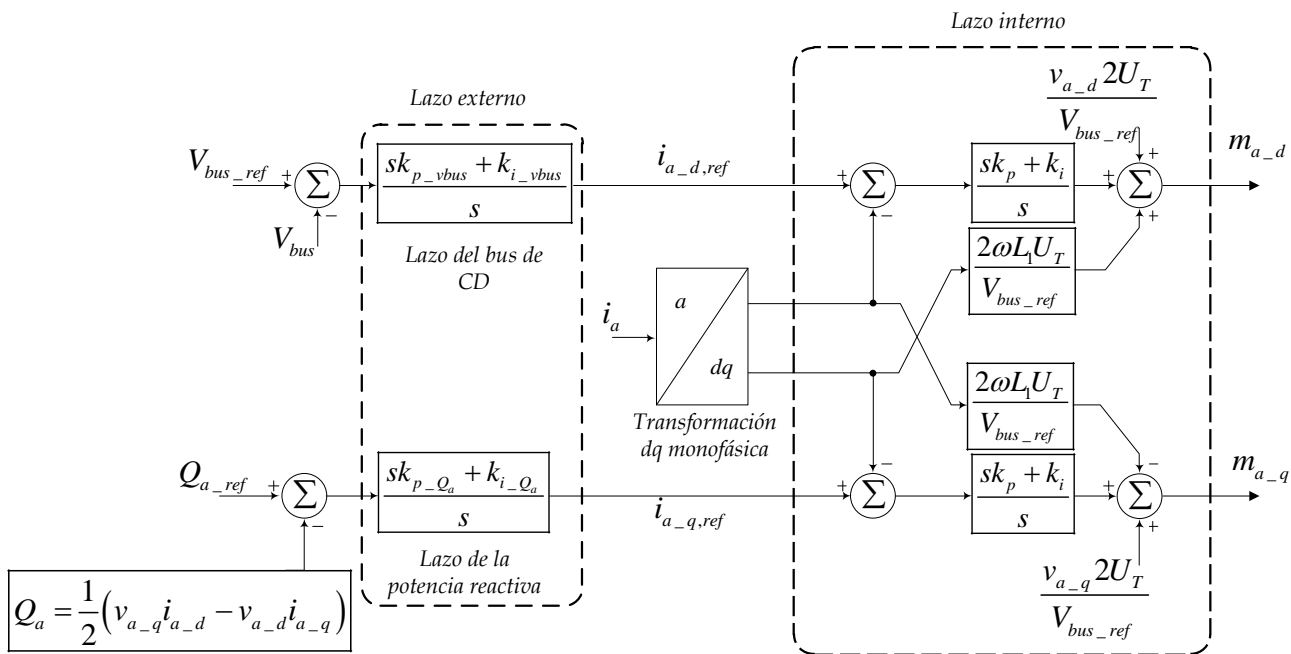


Figura 2.25. Lazos internos y externos de la fase a del convertidor VSC1.

El esquema es similar para las fases b y c .

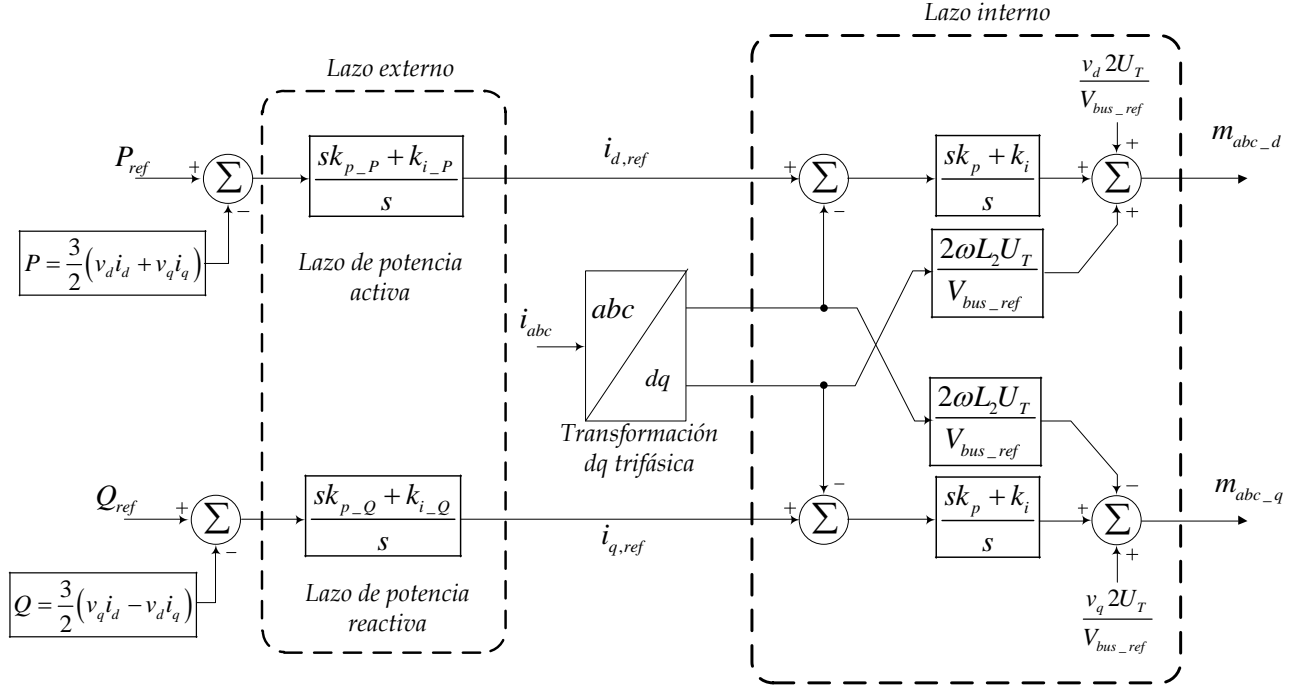


Figura 2.26. Lazos internos y externos del convertidor VSC2.

Para determinar las ganancias de los lazos internos del convertidor VSC1, las leyes de control se proponen en (2.19); la estructura también es válida para el convertidor VSC2:

$$\begin{aligned}
 m_{a-d} &= k_p (i_{a-d,ref} - i_{a-d}) + k_i \int (i_{a-d,ref} - i_{a-d}) + \frac{2\omega L_1 U_T}{V_{bus_ref}} i_{a-q} - \frac{2R_1 L_1 U_T}{V_{bus_ref}} i_{a-d} + \frac{2v_{a-d} U_T}{V_{bus_ref}} \\
 m_{a-q} &= k_p (i_{a-q,ref} - i_{a-q}) + k_i \int (i_{a-q,ref} - i_{a-q}) - \frac{2\omega L_1 U_T}{V_{bus_ref}} i_{a-d} - \frac{2R_1 L_1 U_T}{V_{bus_ref}} i_{a-q} + \frac{2v_{a-d} U_T}{V_{bus_ref}}
 \end{aligned} \quad (2.19)$$

Donde $i_{(a,q)_ref}$ son las señales de referencia que proporcionan los lazos externos, ya sean del control del bus de CD o de las potencias activa y reactiva. U_T representa la amplitud de la señal portadora de la técnica de modulación PWM. De acuerdo a las ecuaciones (2.19), se obtienen las dinámicas de las componentes en dq de la corriente cercana al punto de operación, considerando que la variación del bus de CD es lenta; aplicando la transformada de Laplace se obtienen las siguientes funciones de transferencia:

$$\begin{aligned}
 \frac{i_{a-d}(s)}{i_{a-d,ref}(s)} &= \frac{-k_p V_{bus_ref} s - k_i V_{bus_ref}}{2U_T L_1 s^2 - k_p V_{bus_ref} s - k_i V_{bus_ref}} \\
 \frac{i_{a-q}(s)}{i_{a-q,ref}(s)} &= \frac{-k_p V_{bus_ref} s - k_i V_{bus_ref}}{2U_T L_1 s^2 - k_p V_{bus_ref} s - k_i V_{bus_ref}}
 \end{aligned} \quad (2.20)$$

Con las funciones de transferencia que ahora son independientes entre ellas y tomando en cuenta que los lazos internos de corriente son más rápidos que los lazos externos, es factible que los lazos

internos estén separados a una década de la frecuencia de conmutación, y a su vez los lazos externos separados a una década de los lazos internos. Separar dichos lazos permite desacoplar los lazos de control. Por otro lado, con las ecuaciones de (2.20) es posible aplicar el criterio de estabilidad de *Routh-Hurwitz*, lo cual implica que las ganancias para los lazos internos del convertidor VSC1 deben ser $k_p < 0$ y $k_i < 0$. Una manera de comprobar que estos lazos de control están una década debajo de la frecuencia de conmutación, es utilizar los diagramas de bode en lazo cerrado de las funciones de transferencia de los lazos internos.

La regulación en la tensión en el bus de CD se traduce en mantener el equilibrio de la potencia activa que absorbe el convertidor VSC1, siendo que el lazo de control debe entregar la componente en d de la corriente. Este sistema de bloques se obtiene a partir de la última ecuación de (2.18) considerando el análisis de manera monofásica, como se muestra en la figura 2.27.

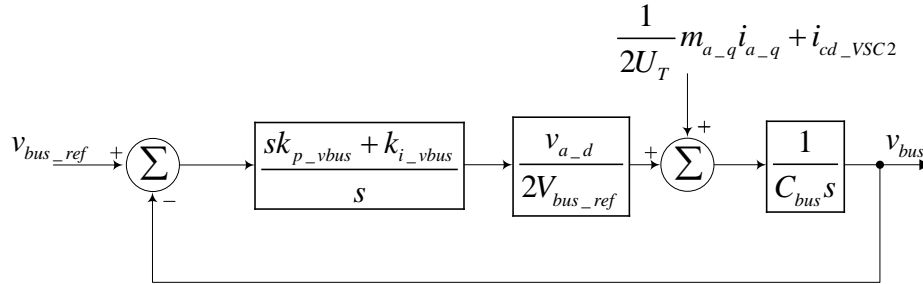


Figura 2.27. Diagrama de bloques del lazo externo de tensión del bus de CD.

De acuerdo al diagrama de la figura anterior, es posible obtener una función de transferencia en lazo cerrado del bus de CD considerando las otras entradas como perturbaciones, por lo que se tiene:

$$\frac{v_{bus}(s)}{v_{bus_ref}(s)} = \frac{k_{p_vbus} v_{a-d} s + k_{i_vbus} v_{a-d}}{2C_{bus} v_{bus_ref} s^2 + k_{p_vbus} v_{a-d} s + k_{i_vbus} v_{a-d}} \quad (2.21)$$

Ya obtenidos los lazos internos y el lazo del bus de CD, se obtienen los lazos de potencia para ambos convertidores; como se mencionó anteriormente, el convertidor VSC2 controla la cantidad de potencia activa que va a ser transferida, por lo que es necesario tener un lazo de potencia activa que genera la referencia de corriente en la componente en d . Además es necesario diseñar lazos de control externos de potencia reactiva para que esta referencia sea cero en la componente q con un factor de potencia unitario. En sistemas trifásicos el lazo externo de potencia reactiva son iguales para el convertidor VSC1 y VSC2; sin embargo el análisis para el convertidor VSC1 se hace de manera monofásica.

El lazo externo para la potencia activa se encarga de proporcionar la referencia en d para el convertidor VSC2, el cual está acoplado a una carga u otra red eléctrica, y esta referencia va hacia el

lazo interno de corriente. Los lazos externos de potencia reactiva serán aquellos que generen las componentes en q de ambos convertidores, donde P_{ref} y Q_{ref} son dictadas por la carga o la red interconectada; los bloques correspondientes a los lazos externos de potencia se muestran en las figuras 2.28 y 2.29.

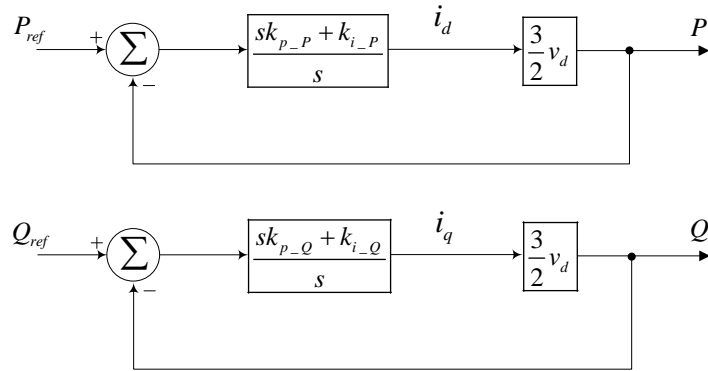


Figura 2.28. Lazos externos de potencia activa y reactiva del convertidor VSC2.

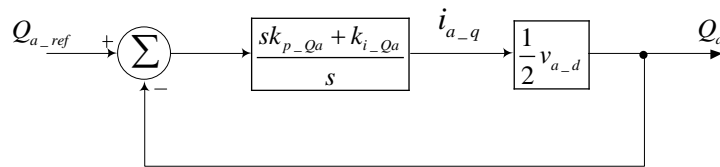


Figura 2.29. Lazo externo de potencia reactiva de la fase a del convertidor VSC1.

Con los diagramas de bloques de las figuras anteriores es posible obtener las funciones de transferencia tal que:

$$\begin{aligned}
 \frac{P(s)}{P_{ref}(s)} &= \frac{3k_{p-p}v_d s + 3k_{i-p}v_d}{(3k_{p-p}v_d + 2)s + 3k_{i-p}v_d} \\
 \frac{Q(s)}{Q_{ref}(s)} &= \frac{-3k_{p-q}v_d s - 3k_{i-q}v_d}{(-3k_{p-q}v_d + 2)s - 3k_{i-q}v_d} \\
 \frac{Q_a(s)}{Q_{a-ref}(s)} &= \frac{-k_{p-Q}v_d s - k_{i-Q}v_d}{(-k_{p-Q}v_d + 2)s - k_{i-Q}v_d}
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

Con las funciones de transferencia de (2.22) se determina los valores de las ganancias de los controladores tal que el ancho de banda sea una década abajo del ancho de banda de los lazos internos. Para sintonizar los lazos se propone un valor de k_{p-p} calculando el valor de k_{i-p}

requerido para obtener un ancho de banda dos décadas debajo de la frecuencia de conmutación, por lo que se tiene que para el lazo de potencia activa del convertidor VSC2 es:

$$k_{i_p} = \frac{\omega_c}{3v_d} \sqrt{\frac{10^{-3/10} (3k_{p_p} v_d + 2)^2 - (3k_{p_p} v_d)^2}{1 - 10^{-3/10}}} \quad (2.23)$$

Para seleccionar el valor de k_{i_p} , este debe ser positivo tal que cumpla el criterio de *Routh-Hurwitz*. Para determinar el valor de la ganancia k_{i_Q} se hace igual que el caso anterior, proponiendo un valor de la ganancia proporcional y obteniendo un valor de la ganancia integral, tal que se tenga un ancho de banda una década por debajo de los lazos internos, por lo que en el lazo de potencia reactiva del convertidor VSC2 la ganancia k_{i_Q} está dada por:

$$k_{i_Q} = \frac{\omega_c}{3v_d} \sqrt{\frac{10^{-3/10} (-3k_{p_Q} v_d + 2)^2 - (3k_{p_Q} v_d)^2}{1 - 10^{-3/10}}} \quad (2.24)$$

Para que se cumpla el criterio de *Routh-Hurwitz* se considera un valor de k_{i_Q} negativo para el lazo de potencia reactiva. Una de las formas gráficas de verificar que las ganancias de los controladores están adecuadamente elegidas, es a partir de los diagramas de bode, donde se puede ubicar el punto donde se eligió la frecuencia de corte atenuando la respuesta de los lazos del convertidor.

En el anexo B, se muestra la sintonización de los controladores del convertidor VSC1 y VSC2, a partir de los parámetros nominales del sistema que se presentan en los siguientes capítulos.

CAPÍTULO III

Operación del convertidor CA/CD/CA acoplado a un generador doblemente alimentado

III.1 Máquinas eléctricas

Las máquinas eléctricas usualmente se dividen en tres grupos; las máquinas de corriente directa, las máquinas asíncronas o máquinas de inducción y finalmente las máquinas síncronas. Comúnmente la generación de energía eléctrica se hace con generadores síncronos, los cuales, a partir de la aplicación de una corriente de CD al devanado del rotor, producen un campo magnético en el rotor. Si el rotor del generador opera mediante un motor primario produce un campo magnético giratorio dentro de la máquina. Este campo magnético giratorio induce un conjunto de voltajes trifásicos dentro de los devanados del estator del generador [33]. En la actualidad con el incremento de la demanda de energía eléctrica se han buscado otras opciones de generación de energía; una de ellas y de las más importantes es la generación a partir de generadores eólicos utilizando máquinas asíncronas o de inducción.

III.2 Máquinas de inducción

En la figura 3.1 se muestra el esquema básico de una máquina de inducción la cual cuenta con devanados trifásicos en el estator desfasados 120° eléctricamente; la parte del rotor puede estar construido de dos formas diferentes: la máquina de inducción tipo jaula de ardilla donde las bobinas del rotor están en corto circuito, y del tipo de rotor devanado el cual cuenta con anillos rosantes y colectores que permiten alimentar al rotor [34-35]. Esta última configuración es también llamada máquina de inducción doblemente alimentada, siendo una de las máquinas que en los

últimos años se le ha dedicado grandes recursos de investigación para la implementación en generadores eólicos.

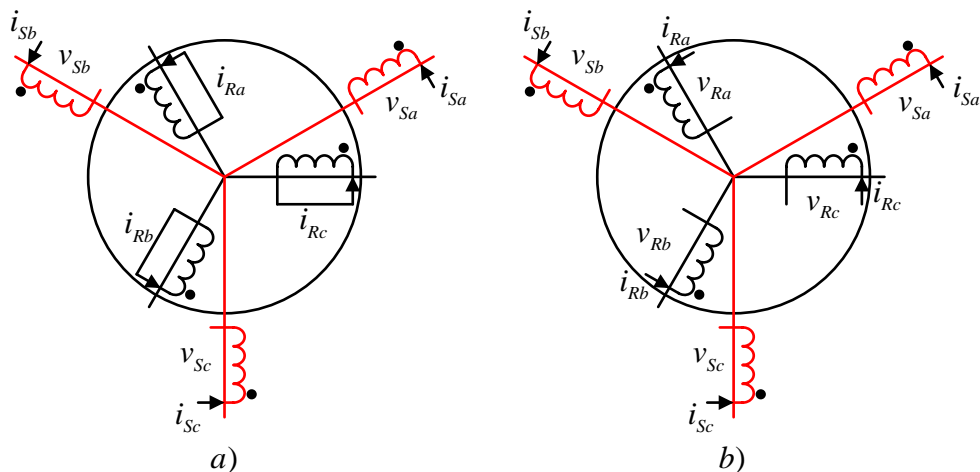


Figura 3.1. a) Máquina de inducción tipo jaula de ardilla y b) máquina de inducción de rotor devanado o máquina de inducción doblemente alimentada.

En general las máquinas de inducción tienen un parámetro de gran importancia en su operación, que es la velocidad de sincronía que se expresa como:

$$n_{\text{sinc}} = \frac{120 f_s}{p} \tag{3.1}$$

Con f_s como la frecuencia a la que está operando el estator de la máquina y p el número de pares de polos del rotor de la máquina. Este concepto de velocidad de sincronía depende directamente de la velocidad de rotación del campo magnético del rotor a partir de un voltaje inducido por el estator de la máquina. Además, el voltaje inducido en el rotor de la máquina depende directamente de la velocidad del rotor en función de la relación con los campos magnéticos. Puesto que la operación de una máquina de inducción depende del voltaje y la corriente del rotor, es más conveniente describir a la máquina en términos de la velocidad relativa, introduciendo un término llamado deslizamiento que es propio de las máquinas de inducción y puede representar la velocidad mecánica del motor como:

$$n_m = (1 - s) n_{\text{sinc}} \tag{3.2}$$

Donde s es el deslizamiento y es una fracción del movimiento relativo de la máquina de inducción. Por otro lado, una máquina de inducción funciona por medio de voltajes y corrientes inducidas en el rotor de la máquina y por esta razón se le puede llamar transformador rotatorio, ya que al igual que un transformador, el primario, que en este caso es el estator, induce un voltaje en el secundario que es el rotor de la máquina. Sin embargo, a diferencia de los transformadores, la frecuencia eléctrica del secundario o rotor no necesariamente es igual a la frecuencia del primario.

En máquinas doblemente alimentadas se requiere determinar la frecuencia a la que está operando el rotor en función de la velocidad mecánica del mismo, por lo que se puede obtener una expresión de la frecuencia del rotor en función del deslizamiento de la máquina y la frecuencia a la que está operando el estator, ya que esta frecuencia es directamente proporcional a la diferencia entre la velocidad del campo magnético n_{sinc} y la velocidad mecánica del rotor n_m . La frecuencia del rotor está dada como:

$$f_r = \frac{n_{\text{sinc}} - n_m}{n_{\text{sinc}}} f_s \quad (3.3)$$

Como ya se mencionó, la máquina de inducción se desempeña como un transformador rotatorio, y el circuito equivalente de la máquina de inducción se puede tomar del modelo de un transformador. Por otro lado, analizar el comportamiento de la máquina doblemente alimentada permite ver el comportamiento de la máquina de manera más sencilla ya que se tiene acceso a los parámetros del rotor, a diferencia de una máquina de jaula de ardilla. En la figura 3.2 se presenta el circuito equivalente por fase de la máquina de inducción doblemente alimentada; cabe mencionar que la máquina puede operar como motor o generador. Una de las ventajas de esta máquina es que si se opera como motor se puede variar la velocidad a partir del reostato conectado en el lado del rotor, y a partir de la variación de este reóstato la curva característica de par velocidad cambia. Por otro lado al tener acceso a los parámetros de los devanados del rotor, la máquina puede operar como generador aplicando potencia del lado del rotor, obteniendo un voltaje del lado del estator.

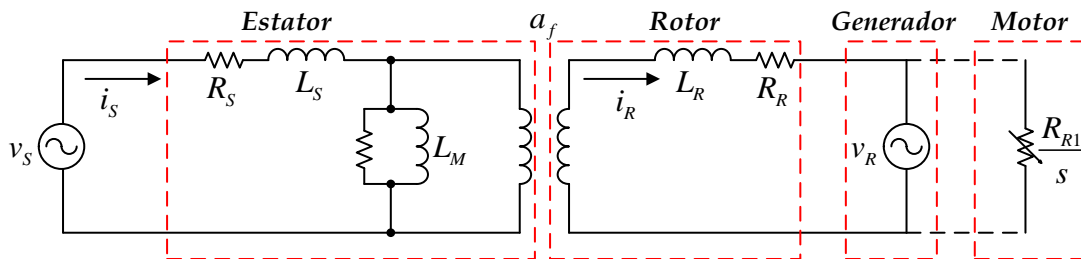


Figura 3.2. Circuito equivalente por fase de la máquina de inducción doblemente alimentada.

De acuerdo a la figura 3.2 se puede observar que la máquina puede operar como motor o generador según sea el caso, donde R_{R1} representa el reóstato conectado al rotor de la máquina y v_R representa el voltaje inducido de la misma [36]. En la figura 3.3 se presenta la curva característica par-velocidad de la máquina de inducción donde se presenta la operación como motor y generador a partir de la velocidad síncrona de la máquina. Además se puede generalizar que la máquina puede operar bajo dos condiciones características de las máquinas doblemente alimentadas; estas son la operación en modo subsíncrono y modo supersíncrono, determinando que el flujo de potencia que existe depende directamente de la velocidad mecánica en el rotor [37]. Cuando una máquina doblemente alimentada opera en la región subsíncrona a partir de la conexión de una fuente de voltaje en el rotor de la máquina a una frecuencia f_r , automáticamente se establece el

deslizamiento de la máquina; por consiguiente se fija la velocidad de la máquina a partir de la ecuación (3.2) y (3.3) obteniendo la velocidad mecánica en función de la frecuencia, tal que:

$$n_m = \left(1 - \frac{f_r}{f_s}\right) n_{\text{sinc}} \quad (3.4)$$

Al operar a velocidad subsíncrona, el flujo de potencia será de la fuente hacia el rotor de la máquina, obteniendo potencia del estator de la misma. Por otro lado, al cambiar la secuencia de fases del voltaje de entrada del rotor, la máquina opera a una velocidad supersíncrona, por lo que en estas condiciones el flujo de potencia en el circuito del rotor se invierte, y para conocer la velocidad supersíncrona de la máquina en función de la frecuencia se tiene:

$$n_m = \left(1 + \frac{f_r}{f_s}\right) n_{\text{sinc}} \quad (3.5)$$

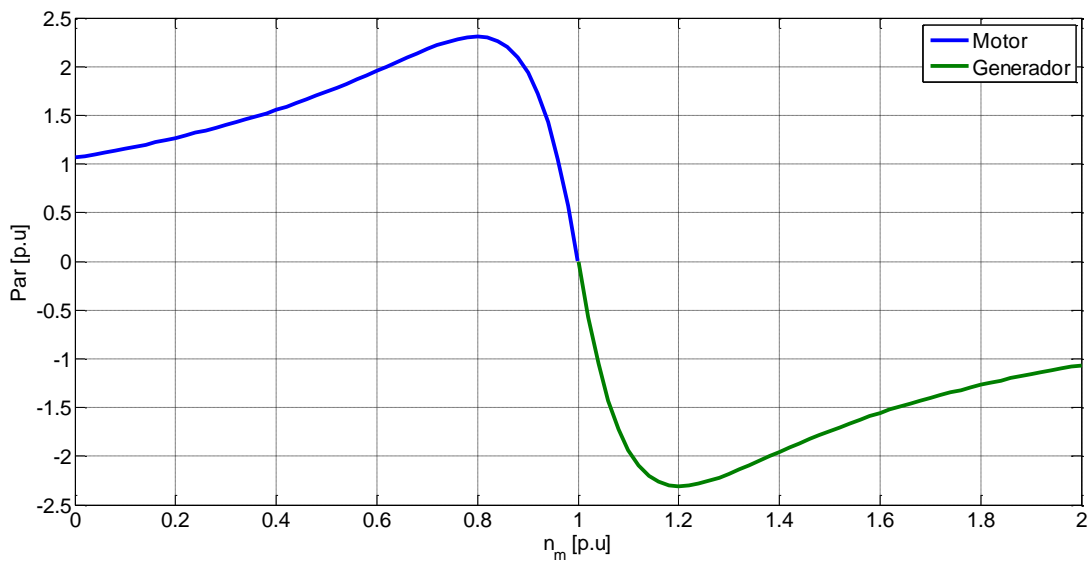


Figura 3.3. Máquina de inducción operando como motor y como generador.

Si se desea controlar el flujo de potencia del rotor de la máquina es posible hacerlo por medio de un convertidor que pueda controlar este flujo de potencia en función de la velocidad mecánica en la que está operando. Existen diferentes topologías en las cuales se puede controlar el flujo de potencia del rotor a partir de la velocidad en la que opera; este tipo de convertidores son los convertidores CA/CD/CA, como el analizado en el capítulo II, donde el lazo de control del primer convertidor se encarga de mantener regulado el bus de CD y los lazos del segundo convertidor se encargan de direccionar el flujo de potencia operando en la velocidad subsíncrona o supersíncrona, según sea el caso. En la siguiente sección se analizará de manera general la interconexión del convertidor CA/CD/CA y el generador doblemente alimentado.

III.3 Convertidor CA/CD/CA acoplado al generador doblemente alimentado

En la figura 3.4 se muestra la interconexión del convertidor CA/CD/CA acoplado a un generador doblemente alimentado.

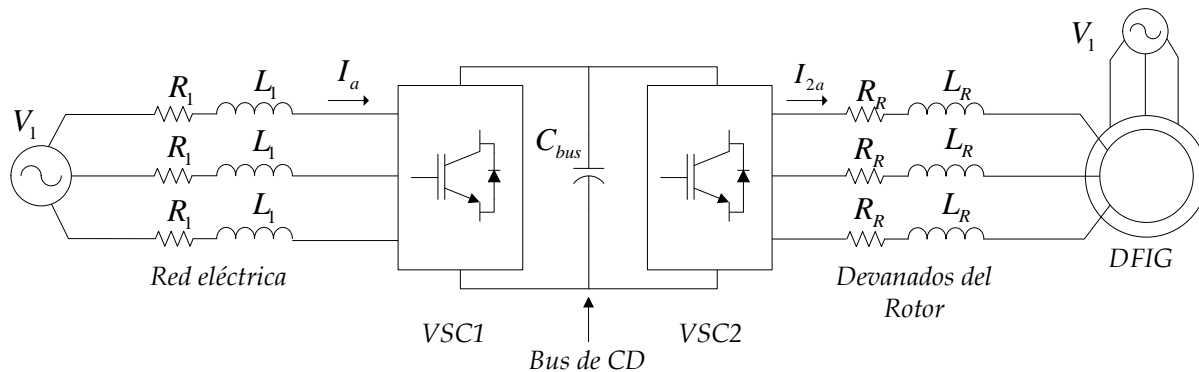


Figura 3.4. Convertidor CA/CD/CA acoplado a un generador doblemente alimentado.

En el capítulo I se presentaron estrategias con las que se puede dimensionar el convertidor CA/CD/CA, donde se menciona que en ambos lados del convertidor deberá haber inductores de enlace para limitar la transferencia de potencia; sin embargo para el acoplamiento de una máquina de inducción, ya sea jaula de ardilla o rotor devanado, los inductores de enlace se sustituyen directamente por los devanados del estator en el caso de las máquinas jaula de ardilla o en los devanados del rotor en la máquina doblemente alimentada.

Por otro lado, en el capítulo II se propone una técnica de control donde el convertidor pueda operar ante desbalances de tensión tanto en magnitud como en fase además sag tipo A, B, C y D. esto se desarrolla sólo para el convertidor CA/CD/CA considerando tensiones sinusoidales entre ambos alimentadores, permitiendo determinar las potencias equivalentes hacia los lazos de control correspondientes, además de tener la capacidad de proporcionar el flujo de potencia según sea requerido. Sin embargo, en la interconexión de la máquina doblemente alimentada, sólo se tiene acceso a los voltajes de salida del convertidor VSC2 y no a los voltajes inducidos en el rotor de la máquina. En la figura 3.5 se muestra de manera general el flujo de potencia entre la máquina doblemente alimentada, el convertidor CA/CD/CA y la red eléctrica.

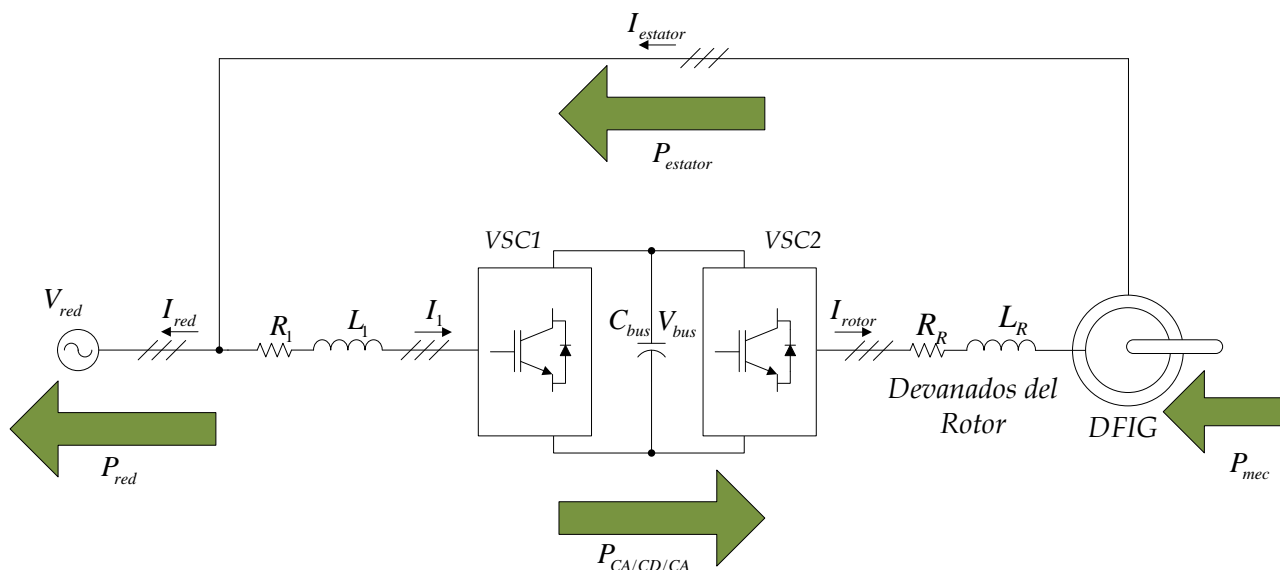


Figura 3.5. Flujo de potencia del convertidor CA/CD/CA y máquina de inducción doblemente alimentada.

En [38] se utilizan los voltajes y corrientes del estator de la máquina para determinar la potencia y utilizar esta referencia para los lazos externos del convertidor VSC2. En la figura 3.6 se muestra este arreglo con el esquema de control, donde el control del convertidor VSC2 corresponde a los lazos internos y externos de la figura 2.22 del capítulo II.

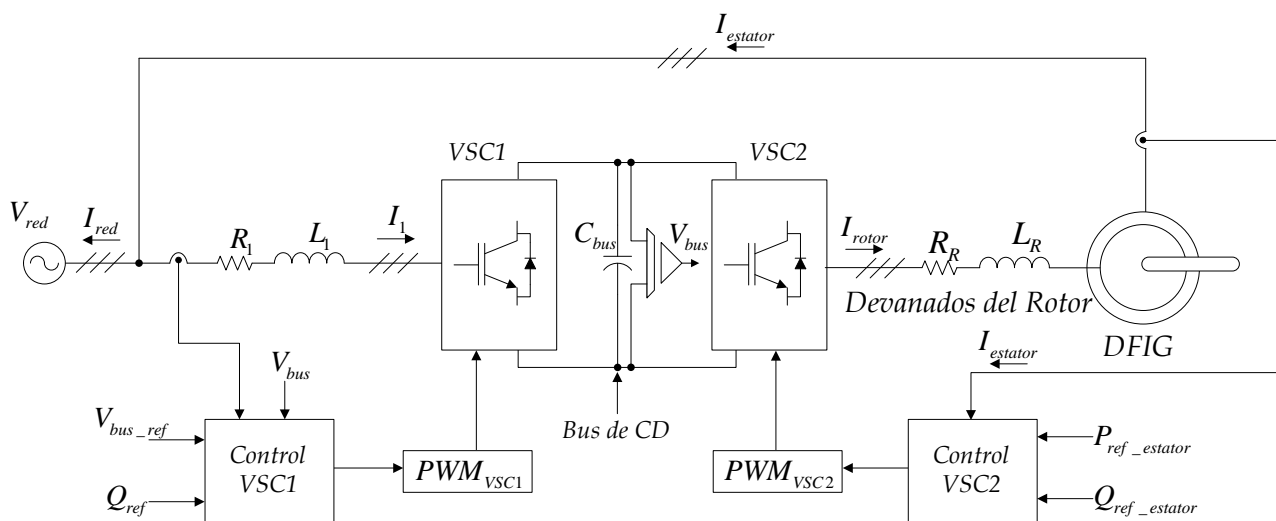


Figura 3.6. Diagrama de control para el convertidor CA/CD/CA acoplado a la máquina de inducción doblemente alimentada.

Considerando que la velocidad mecánica en el rotor es constante, en la Tabla III.1 se presenta los parámetros de un generador doblemente alimentado marca *De Lorenzo*, modelo DL2053A de 3kW. Los parámetros del convertidor CA/CD/CA se obtienen del análisis previo del capítulo I utilizando el modelo de la figura 3.6.

Tabla III.1 Parámetros del generador doblemente alimentado y del convertidor CA/CD/CA.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
L_S	27.14mH	f_{VSC1}	60Hz
R_S	5.38Ω	f_{sw}	4980Hz
L_R	29.54mH	C_{bus}	2200μF
R_R	5.79Ω	L_1	10.6mH
L_M	150mH	R_1	0.248Ω
$Polos$	4	V_{abc}	127V _{rms}
n_{sinc}	1800rpm	V_{bus}	600V

Para este trabajo se propone un control desacoplado en potencia, el cual está basado en un control clásico del tipo proporcional-integral (PI), estructurado en lazos internos y externos. Los lazos internos cancelan las no linealidades propias del convertidor y controlan la corriente; los lazos externos proporcionan las referencias de corriente hacia los lazos internos. Por otro lado cabe recordar que se ha propuesto un control por fase en el convertidor VSC1, para que éste pueda operar en condiciones desbalanceadas de tensión, manteniendo el flujo de potencia constante. El control del convertidor VSC1 se encarga de mantener el voltaje en el bus de CD regulado y mantener un flujo de potencia reactiva de ser necesario. Para el convertidor VSC2, se diseñan los controladores para proporcionar el flujo de potencia a partir del estator de la máquina. En Tabla III.2 se presentan las ganancias de los controladores (ver anexo B).

Tabla III.2 Ganancias de los controladores para los convertidores VSC1 y VSC2.

Ganancia	Valor
k_p (VSC1)	-0.5
k_i (VSC1)	-100
k_p (VSC2)	1.4
k_i (VSC2)	280
k_{p_vbus}	1
k_{i_vbus}	100
k_{p_P}	0.4×10^{-6}
k_{i_P}	1.277
k_{p_Q}	0.4×10^{-6}
k_{i_Q}	-1.023

Las ganancias de los controladores deben cumplir con el criterio de estabilidad de *Routh-Hurwitz* además de que los lazos internos deben estar sintonizados una década por debajo de la frecuencia de conmutación y los lazos externos una década por debajo de los lazos internos.

III.4 Resultados de simulación

Una vez calculadas las ganancias de los controladores del convertidor CA/CD/CA, se hace la validación del sistema de control propuesto a través de resultados de simulación. Estos resultados de simulación se han implementado con el programa Matlab/Simulink® el cual se encarga de la etapa de control del sistema y la etapa de potencia es diseñada a partir del programa PSIM®.

Los parámetros de simulación son presentados en las Tablas III.1 y III.2 para una demanda de potencia en el estator de $3kW$ a una velocidad constante de $1600rpm$ considerando que esta velocidad la proporciona una fuente mecánica externa. La frecuencia en el rotor corresponde a $6.66Hz$ de acuerdo a la ecuación (3.4), operando a una velocidad subsíncrona. En la figura 3.7 se muestra el voltaje de entrada y la corriente de la red antes del punto de conexión común entre el convertidor y el estator de la máquina; se observa que la frecuencia en este punto es de $60Hz$, el voltaje desfasado 120° en condiciones balanceadas y 180° de cambio de fase entre el voltaje y la corriente de la red. Esta condición, implica una transferencia de potencia de la máquina hacia la red eléctrica.

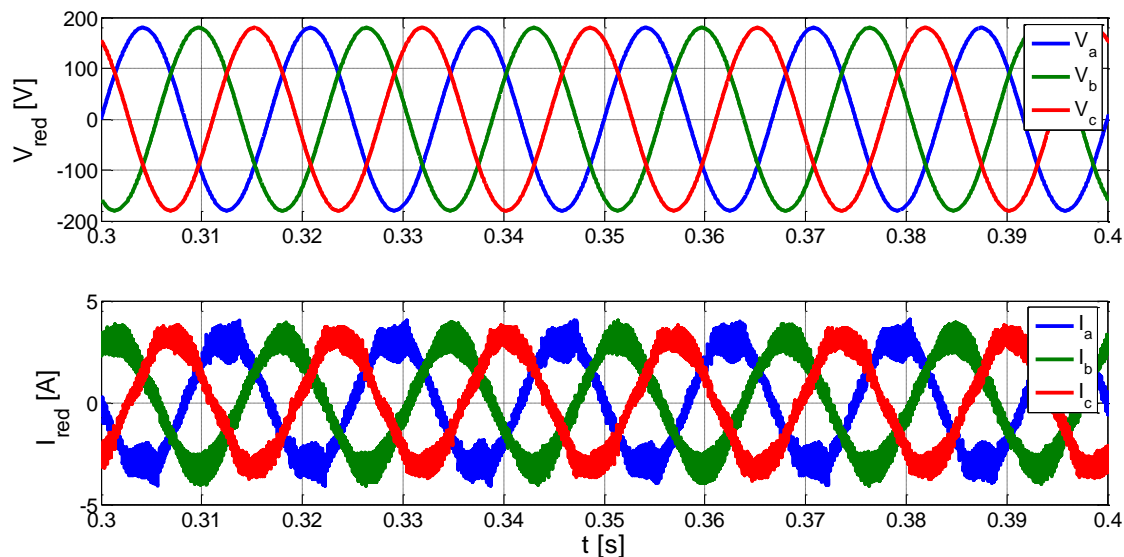


Figura 3.7. Voltajes y corrientes de red.

En la figura 3.8 se muestra la potencia total que se proporciona a la red eléctrica la cual es la diferencia entre la potencia del estator y la consumida por el convertidor VSC1; además como uno de los objetivos es que no se entregue potencia reactiva hacia la red, ésta se mantiene en cero. Por otro lado cabe mencionar que el signo de la potencia en la red implica la dirección del flujo.

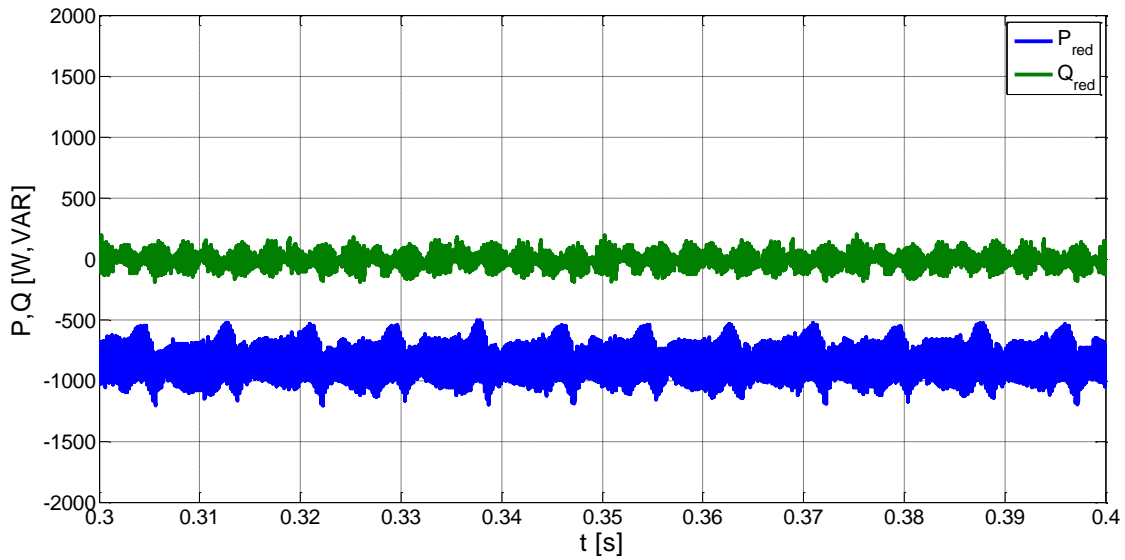


Figura 3.8. Potencia activa y reactiva de la red eléctrica.

En la figura 3.9 se muestran los voltajes y corrientes del convertidor VSC1; la corriente está en fase con la tensión de forma que el flujo de potencia va del estator hacia la red y el convertidor VSC1. La potencia activa y reactiva consumida por el convertidor se muestra en la figura 3.10.

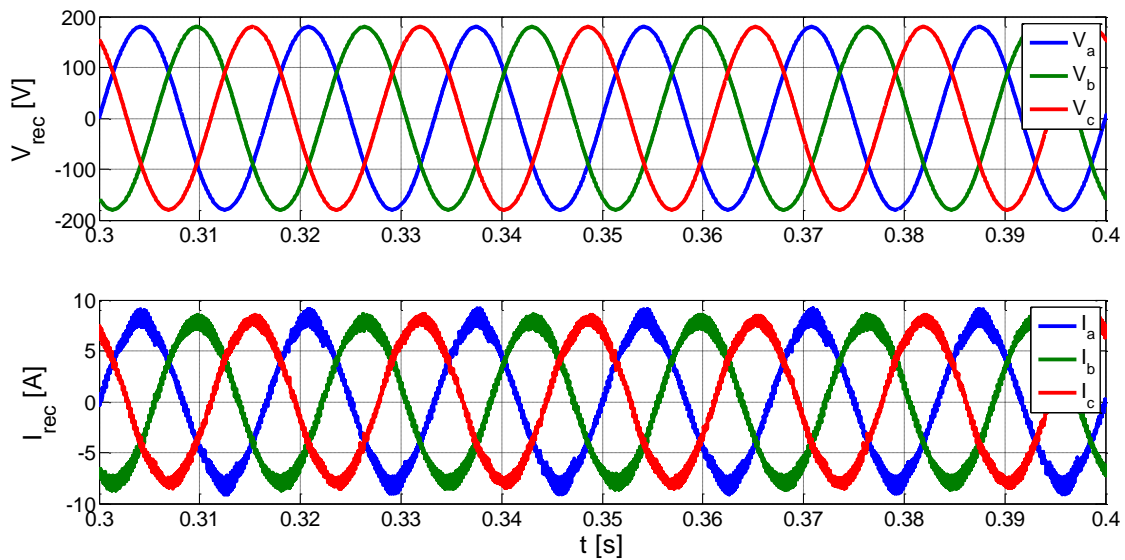


Figura 3.9. Voltaje y corriente del convertidor VSC1.

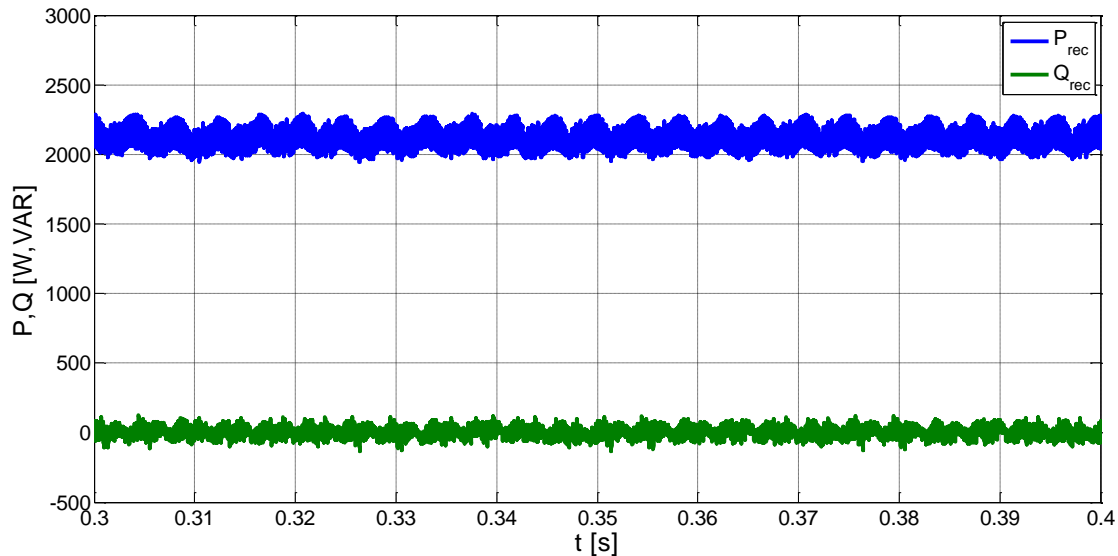


Figura 3.10. Potencia activa y reactiva del convertidor VSC1.

De acuerdo con el control desacoplado de potencia, los objetivos de control del convertidor VSC1 son mantener el flujo de potencia activa en cero y además mantener el bus de CD regulado lo cual se muestra en la figura 3.11.

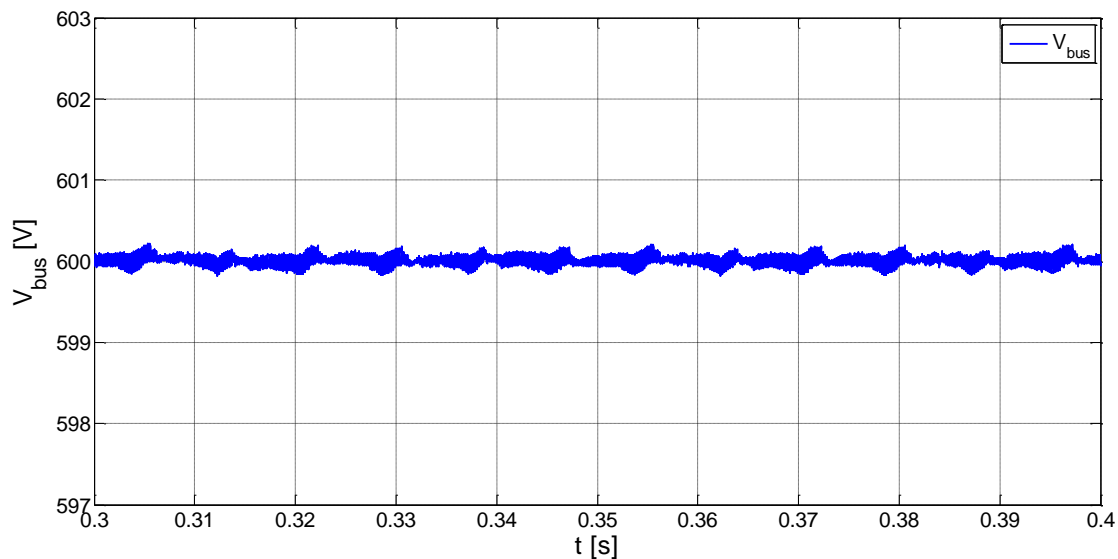


Figura 3.11. Voltaje en el bus de CD.

Para que la transferencia de potencia sea regulada adecuadamente y los controladores tengan convergencia, el convertidor VSC2 que está acoplado al rotor de la máquina debe de estar en sincronía; es decir que la frecuencia en la transformación en dq , debe ser la misma frecuencia a la que se encuentra el rotor de la máquina; de acuerdo a esto se tiene como resultado que la corriente de salida en el convertidor VSC2 y la corriente en el rotor están a 6.66Hz debido a la velocidad mecánica, como se muestra en la figura 3.12.

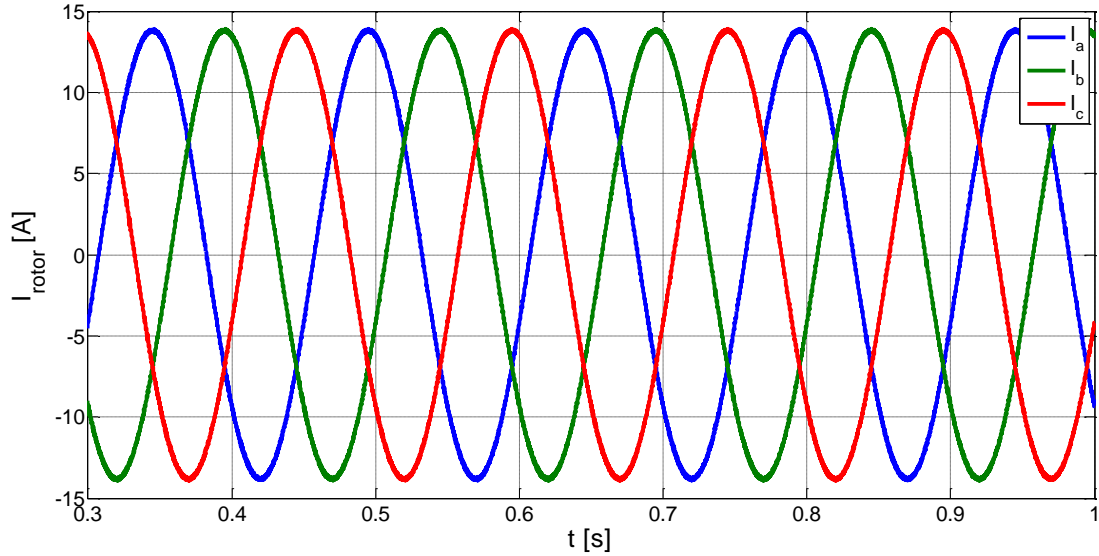


Figura 3.12. Corriente del convertidor VSC2 y rotor de la máquina a 6.66Hz .

Dado que no es posible calcular de manera directa la potencia activa y reactiva a través de la transformación dq ya que no se tiene acceso a los voltajes en el rotor de la máquina, la referencia de potencia para controlar el convertidor VSC2 se toma a partir del flujo de potencia del estator de la máquina como se mostró en la figura 3.6. En la figura 3.13 se muestran los voltajes y corrientes correspondientes del estator de la máquina.

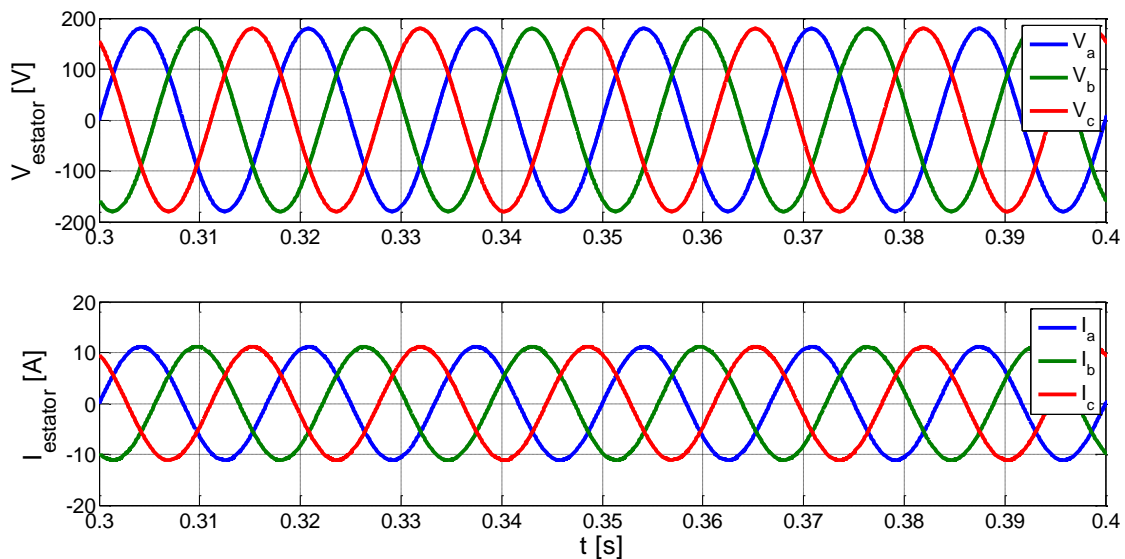


Figura 3.13. Voltaje y corriente en el estator de la máquina.

Finalmente en la figura 3.14 se observa el flujo de potencia activa y reactiva que tiene el estator de la máquina hacia el punto de conexión común entre la red eléctrica y el convertidor CA/CD/CA.

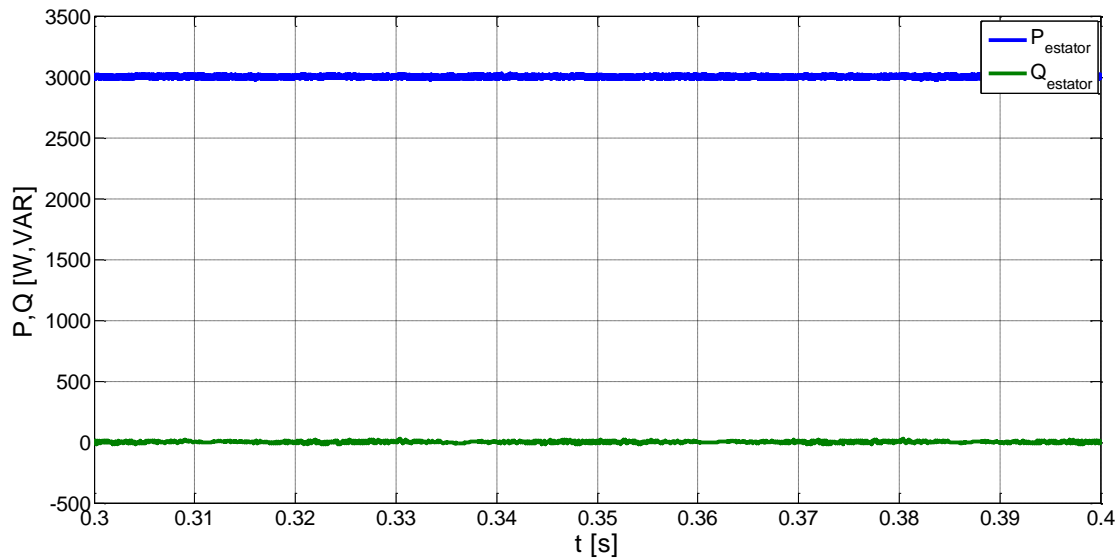


Figura 3.14. Potencia activa y reactiva del estator de la máquina.

III.4.1 Convertidor CA/CD/CA acoplado a un generador doblemente alimentado sometido a un sag trifásico balanceado

En la sección anterior se presentó la operación del convertidor CA/CD/CA en lazo cerrado acoplado a una máquina doblemente alimentada, operando a velocidad constante de 1600rpm demandando una potencia en el estator de 3kW y con los mismos parámetros de la máquina y del convertidor de la Tabla III.1 y las ganancias de los controladores de la Tabla III.2. En estas mismas condiciones se presenta un sag tipo A de una magnitud de 0.9pu y una duración de 15 ciclos de red.

En la figura 3.15 se muestra el voltaje y la corriente que tiene la red eléctrica en esta condición de sag. Al igual que en la sección anterior la transferencia de potencia es de la máquina hacia la red. Se puede observar que durante el sag de tensión existe una caída de corriente, asociada a una reducción de la potencia transferida de la red eléctrica; sin embargo a pesar de la caída de tensión no se presentan transitorios de potencia reactiva como se muestra en al figura 3.16.

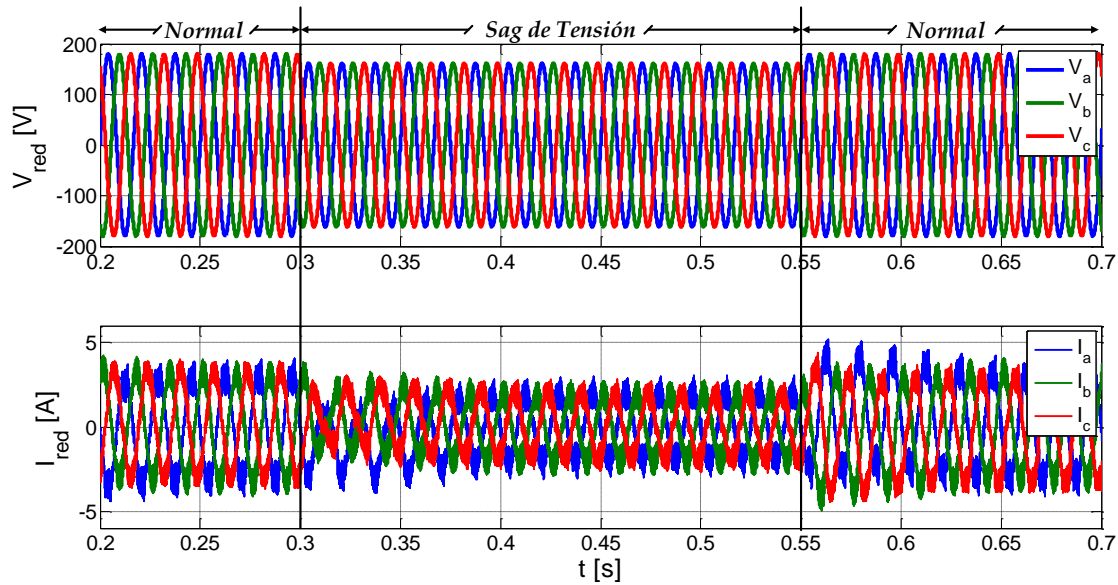
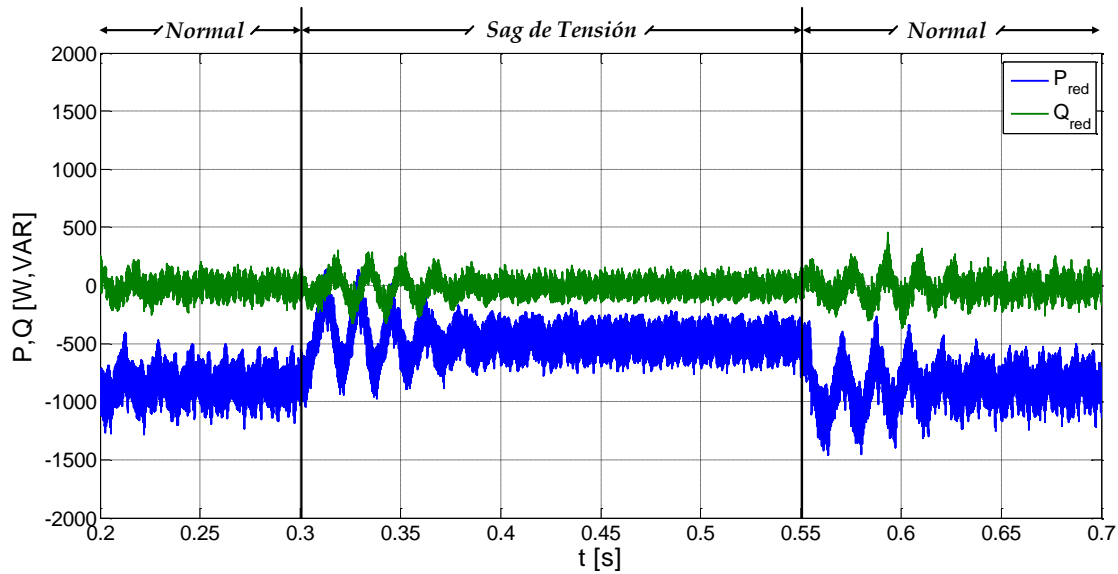

 Figura 3.15. Sag de tensión de 0.9 pu y corriente en la red eléctrica.


Figura 3.16. Potencia activa y reactiva de la red eléctrica.

En la figura 3.17 se muestra cómo es el voltaje y la corriente de entrada al convertidor VSC1 donde se observa que, en caso contrario a lo que pasa con la corriente en la red eléctrica, la corriente se encuentra en fase con el voltaje de entrada, es decir que la transferencia de potencia en ese punto es del convertidor VSC1 y VSC2, y con un incremento de la corriente en VSC1 cumpliendo así con los objetivos de control de mantener la potencia constante elevando la corriente en dicho convertidor. Por otro lado, como el flujo y cantidad de potencia es dictada por el convertidor VSC2, el convertidor VSC1 absorbe todas las pérdidas desde el rotor de la máquina, por lo que existe un incremento en la potencia durante el sag de tensión, y se observa en la figura 3.18.

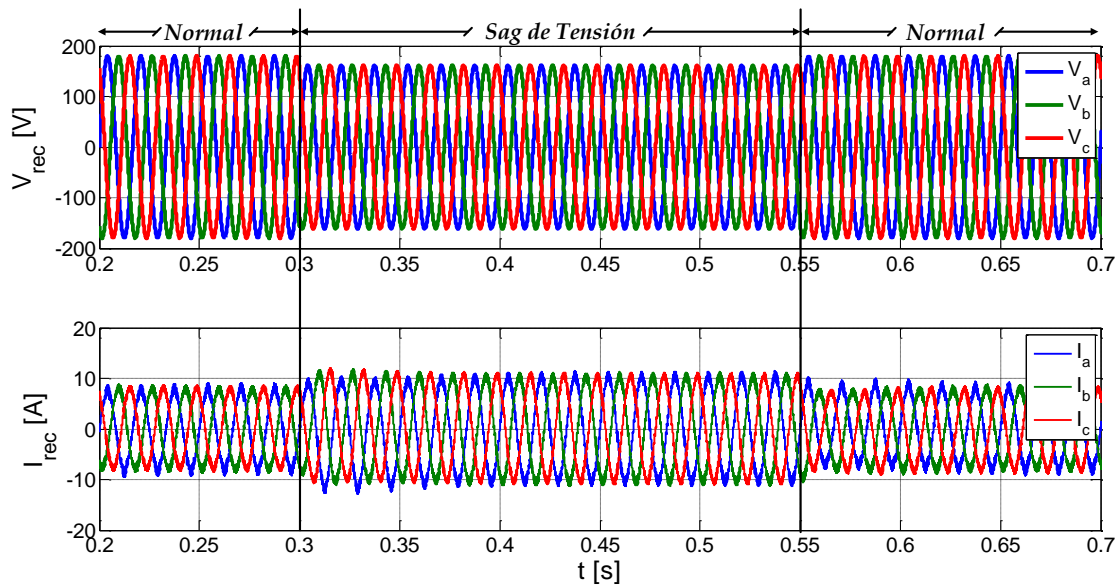


Figura 3.17. Voltaje y corriente en el convertidor VSC1 durante el sag de tensión.

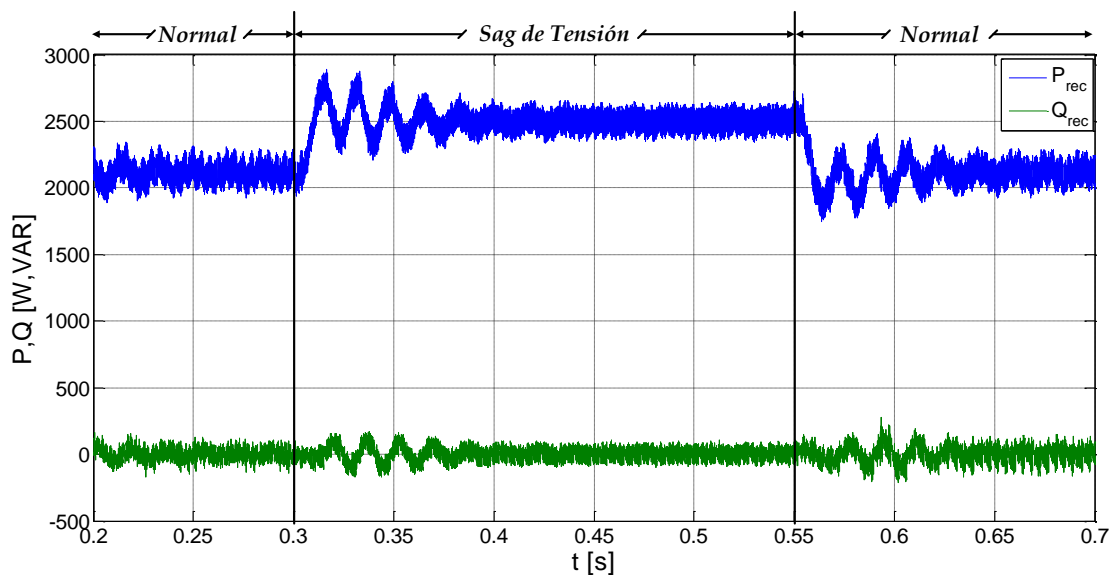


Figura 3.18. Potencia transferida activa y reactiva en el convertidor VSC1 durante el sag de tensión.

Una de las condiciones y objetivos del convertidor es mantener regulado el bus de CD; en la figura 3.19 se muestra el bus de CD con transitorios de tensión de aproximadamente 2 ciclos de red.

Se puede observar que la corriente en el rotor presenta un incremento debido a la interacción del sag de tensión de la red, el estator y rotor de la máquina; sin embargo este incremento de corriente no es significativo debido a que la caída de tensión es mínima y además la frecuencia del rotor es menor a la frecuencia de línea, teniendo la corriente del rotor una dinámica más lenta, como se observa en la figura 3.20.

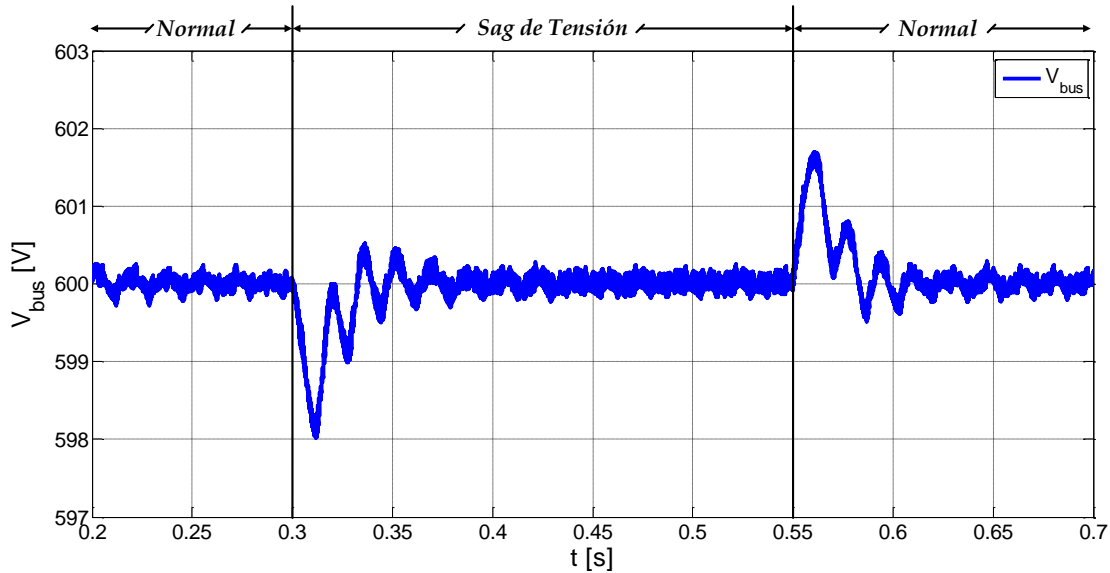


Figura 3.19. Voltaje en el bus de CD durante el sag de tensión.

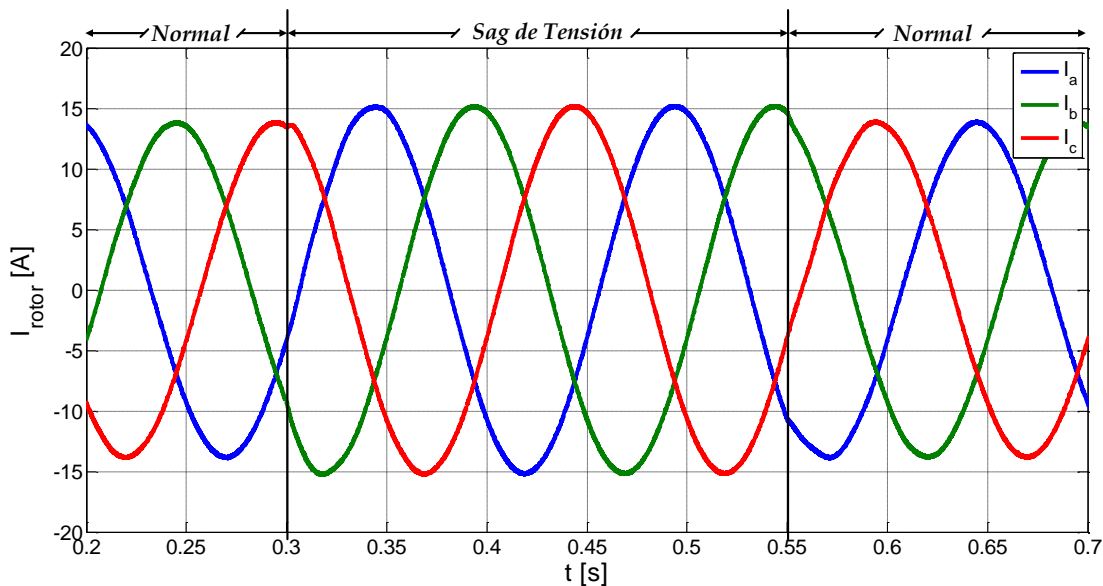


Figura 3.20. Corriente del convertidor VSC2 y rotor de la máquina a 6.66Hz .

Debido a que el estator de la máquina doblemente alimentada está conectado al punto de conexión común entre la red y el convertidor VSC1, el estator tiene el mismo sag de tensión, sin embargo como el flujo de potencia es del estator de la máquina hacia la red, existe un incremento de corriente (figura 3.21.) manteniendo el flujo de potencia constante, presentando transitorios de potencia de aproximadamente 2 ciclos de red como se muestra en la figura 3.22.

Esta condición de flujo de potencia constante se debe a que el control del convertidor VSC1 mantiene el bus de CD regulado y que la referencia de potencia es a partir del estator de la máquina, cumpliendo los dos objetivos de operación.

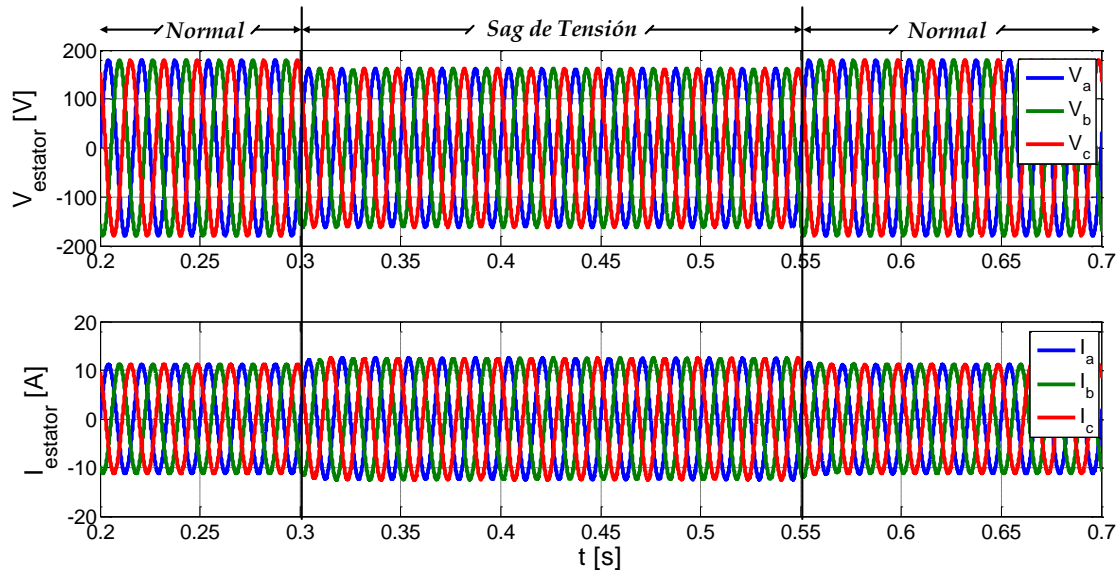


Figura 3.21. Voltaje y corriente en el estator de la máquina.

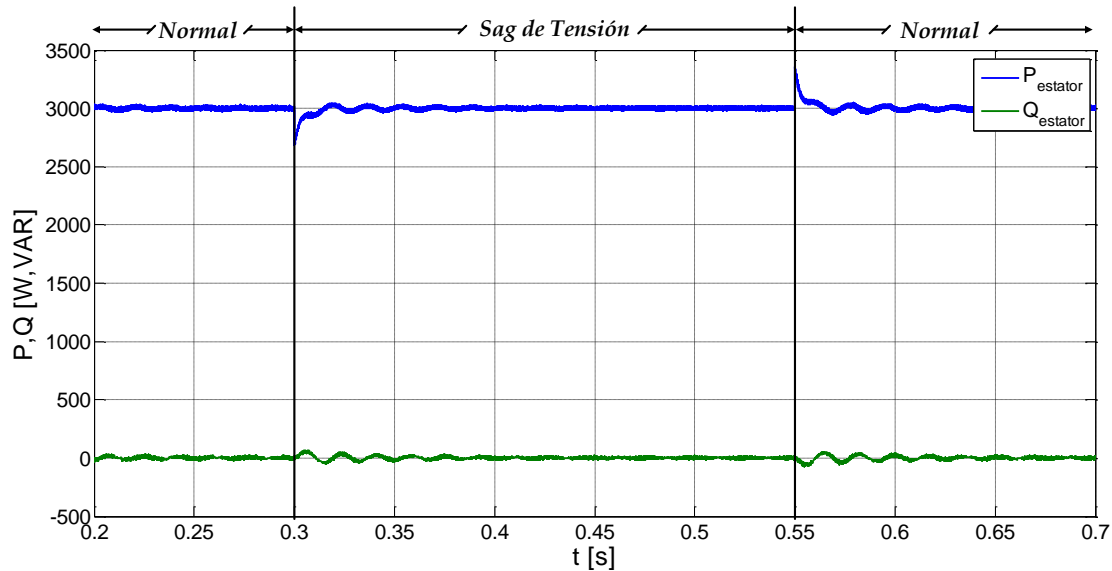


Figura 3.22. Potencia activa y reactiva en el estator de la máquina doblemente alimentada.

III.4.2. Convertidor CA/CD/CA acoplado a un generador doblemente alimentado sometido a un sag tipo B

Una de las condiciones más frecuentes en fallas eléctricas, son aquellas en las que provienen de fallas monofásicas provocando sag de tensión tipo B. Se presenta ahora la operación del convertidor CA/CD/CA acoplado a la máquina doblemente alimentada ante un sag de tensión tipo B. Los parámetros del convertidor, de la máquina y las ganancias que se utilizan para el sistema de control son las que se presentan en la Tabla III.1 y la Tabla III.2. Las condiciones de operación son similares a la sección anterior, con una velocidad constante de $1600rpm$ y demandando una potencia del

estator de la máquina de $3kW$. En estas mismas condiciones se presenta un sag tipo B de una magnitud de $0.8p.u$ y una duración aproximada de 17 ciclos de red.

En la figura 3.23 se presenta el voltaje y la corriente de la red eléctrica durante el sag. Se puede observar que al igual que el caso del sag tipo A, existe una caída en la corriente de la red eléctrica, sin embargo la caída es menor ya que los sag tipo B son provocados por fallas monofásicas. Por otro lado, al existir una caída en la corriente de la red, se presenta una caída en la potencia de la red, sin embargo, no existen transitorios de potencia reactiva cuando ocurre el sag de tensión; esto se muestra en la figura 3.24.

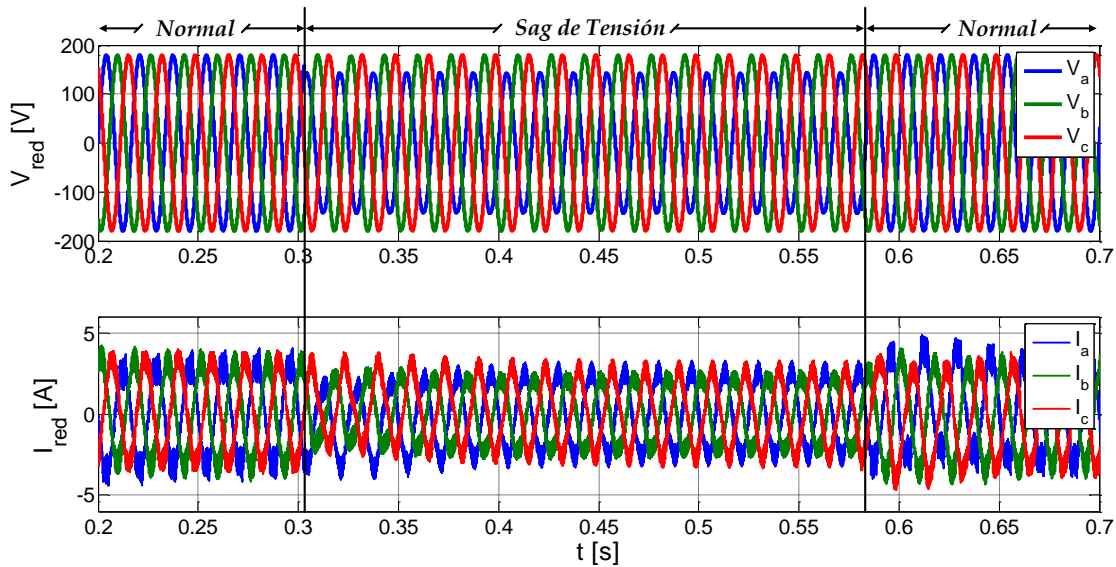


Figura 3.23. Sag de tensión tipo B de magnitud $0.9p.u$ y la corriente de la red eléctrica.

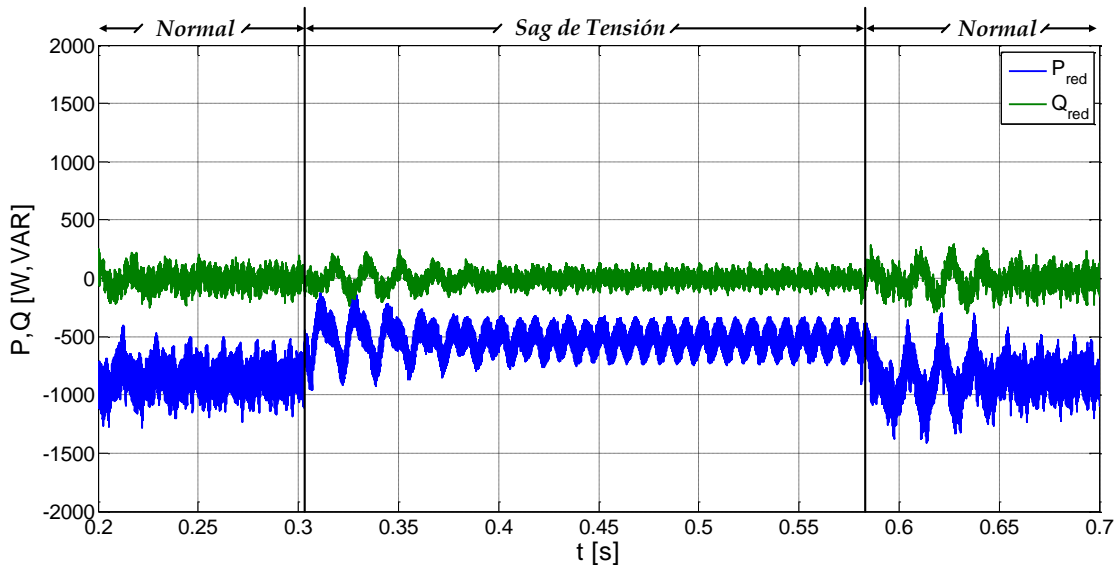


Figura 3.24. Potencia activa y reactiva de la red eléctrica.

En la figura 3.25 se muestra la tensión y la corriente del convertidor VSC1. En este caso al igual que el sag tipo A, la tensión en el convertidor VSC1 es igual a la tensión que ocasiona el sag, además la corriente en el convertidor presenta un incremento debido al desbalance. Este incremento no presenta transitorios en la corriente debido a que el sistema de control por fase implementado para el convertidor VSC1, logra que la transferencia de potencia se mantenga regulada y sin transitorios de potencia activa y reactiva como se observa en la figura 3.26. El incremento de la potencia activa se debe a que el convertidor VSC1 absorbe las pérdidas del convertidor VSC2, ya que éste dicta el flujo de potencia.

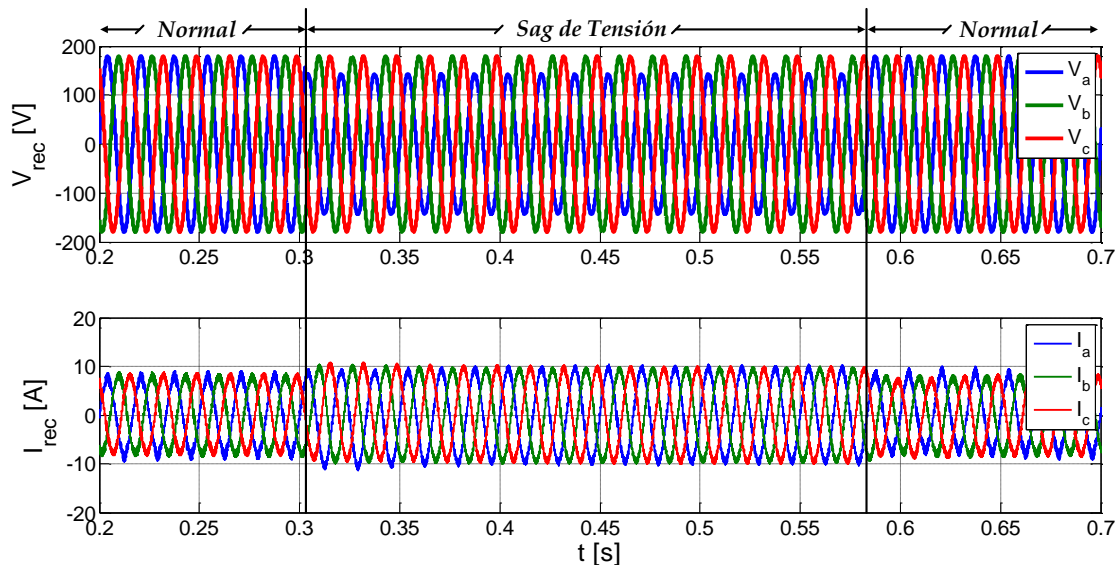


Figura 3.25. Voltaje y corriente en el convertidor VSC1 durante el sag de tensión tipo B.

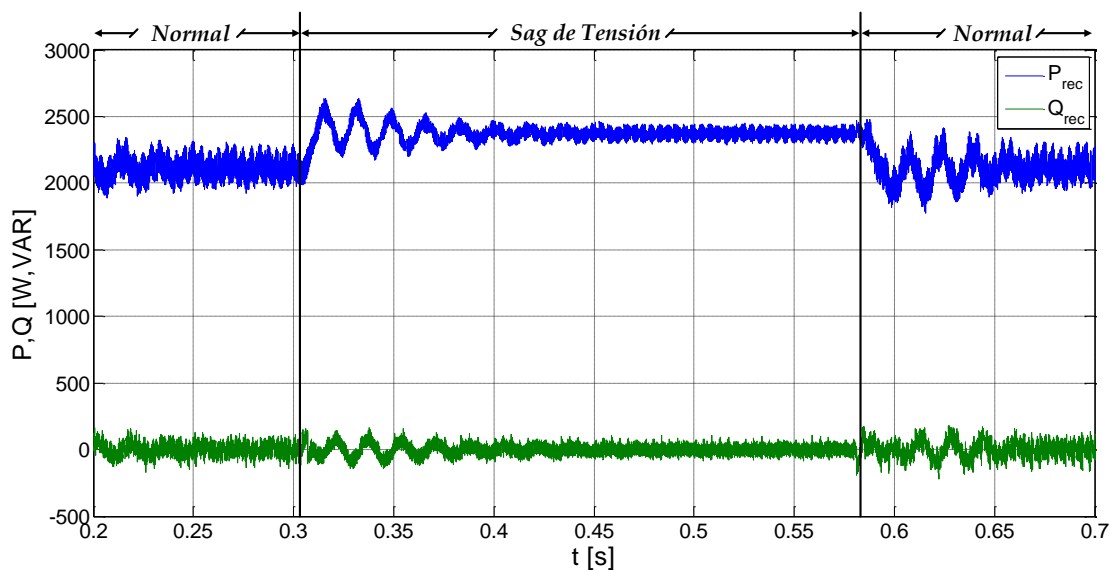


Figura 3.26. Potencia activa y reactiva transferida en el convertidor VSC1 durante el sag.

A pesar de que el sistema de control se hace de forma monofásica para el convertidor VSC1, donde uno de los objetivos de control es mantener regulado el bus de CD, el convertidor CA/CD/CA sigue siendo un sistema trifásico. Durante el sag de tensión tipo B se presenta un rizo de tensión al doble de la frecuencia fundamental. En la figura 3.27 se muestra el voltaje en el bus de CD durante el sag y en la figura 3.28 se muestra la respuesta en frecuencia del bus de CD cuando se presenta el desbalance con el rizo de tensión a 120Hz a una magnitud pico de aproximadamente 0.2V .

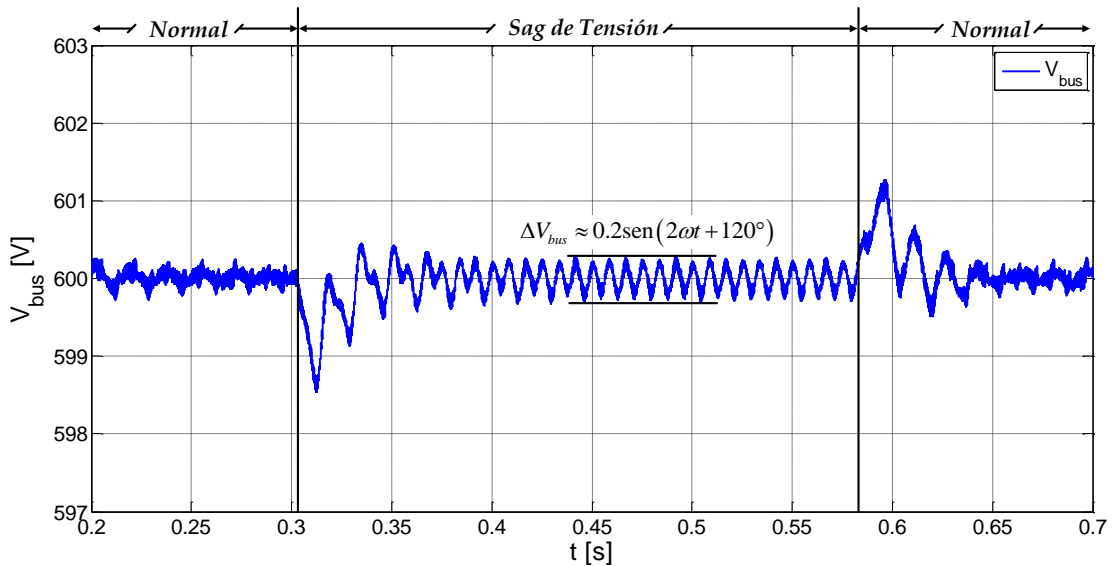


Figura 3.27. Voltaje en el bus de CD durante el sag tipo B.

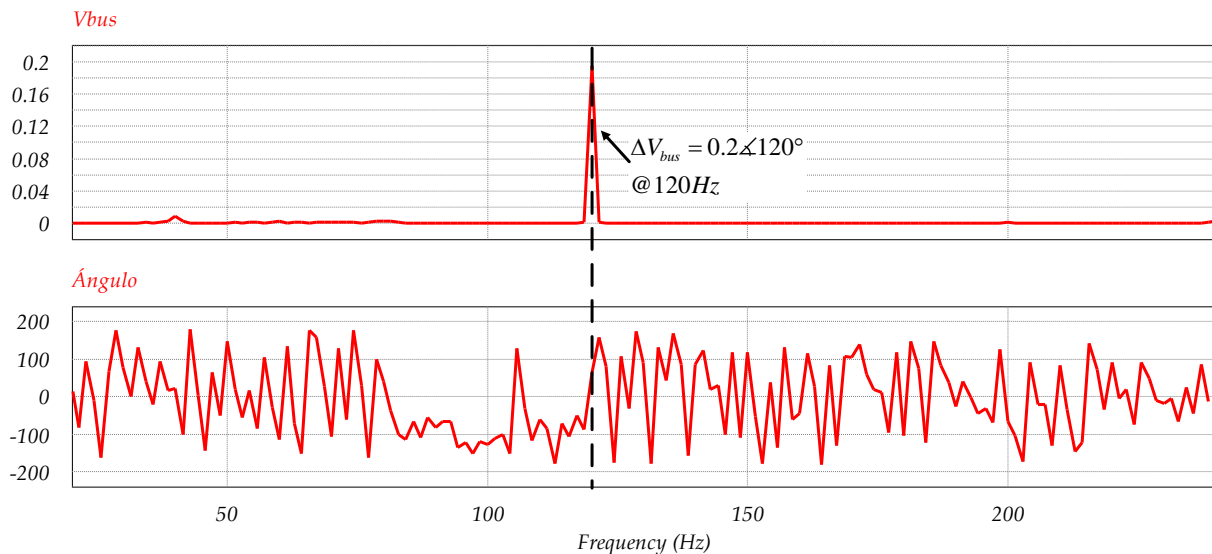


Figura 3.28. Espectro en frecuencia durante el sag de tensión.

En la figura 3.29 se muestra la corriente del rotor de la máquina a 6.66Hz presentando un rizo que se mapea del desbalance del convertidor VSC1 y el bus de CD. Los armónicos que se mapean en la corriente del rotor se encuentran en bandas laterales a la frecuencia del rizo del bus de CD, es decir a 113.34Hz y 126.66Hz .

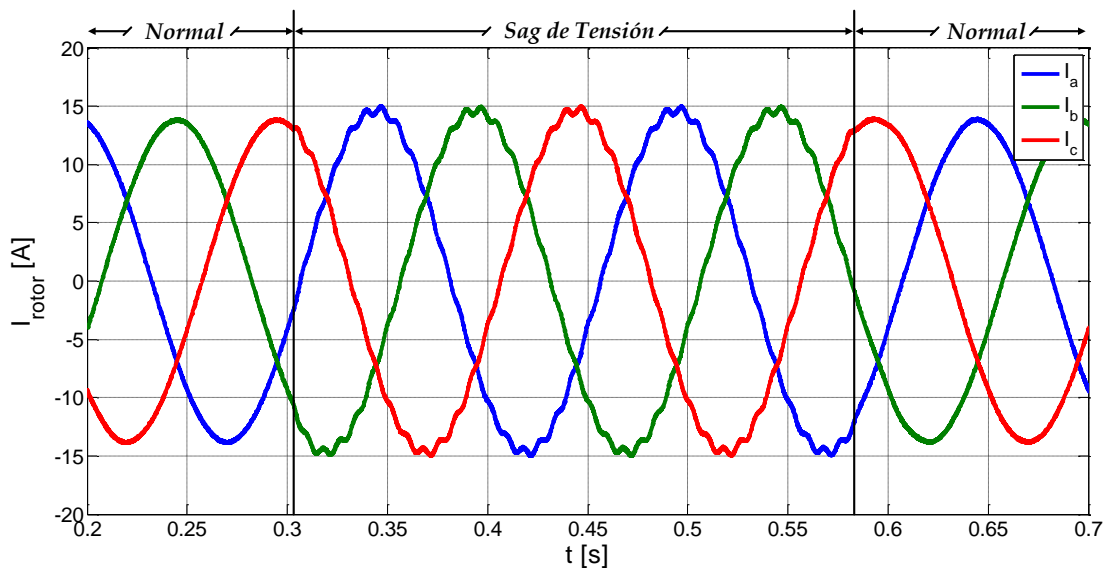


Figura 3.29. Corriente del convertidor VSC2 y rotor de la maquina a 6.66Hz .

En la figura 3.30 la corriente del estator durante el sag tipo B presenta un incremento para mantener el flujo de potencia contante, sin embargo para este tipo de desbalance y como se había mencionado, la medición de voltaje se toma a partir de la tensión del estator de la máquina para la referencia de potencia y dirección del flujo, esto debido a que no se tiene a señales de tensión senoidales en el rotor de la máquina. La potencia en el estator de la máquina presenta oscilaciones de aproximadamente 200W al doble de la frecuencia de la línea como se muestra en la figura 3.31. El mismo caso se presenta para la potencia reactiva en el estator de la máquina.

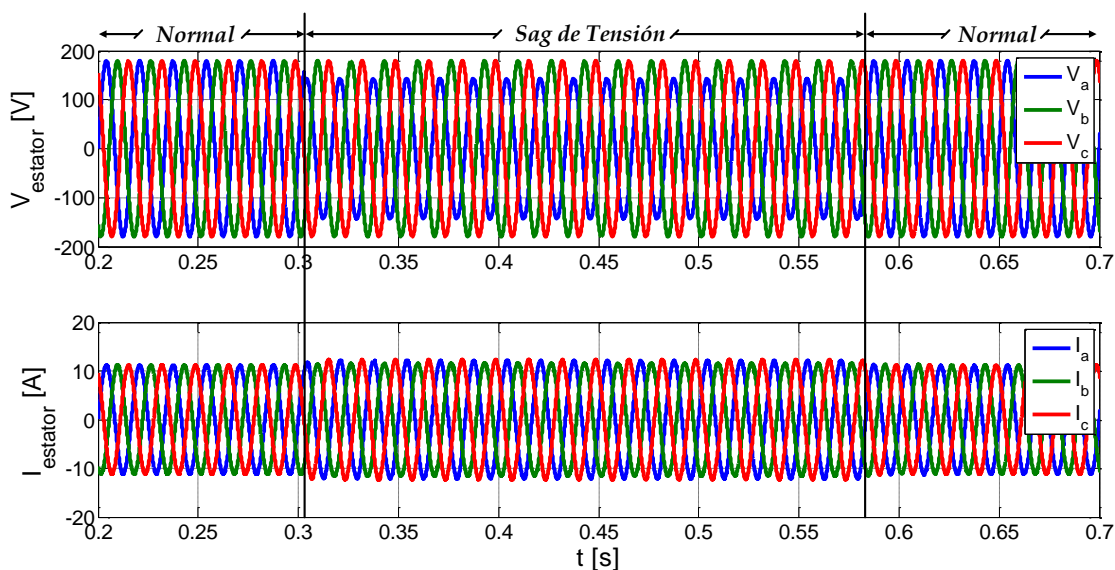


Figura 3.30 Voltaje y corriente en el estator de la máquina durante el sag tipo B.

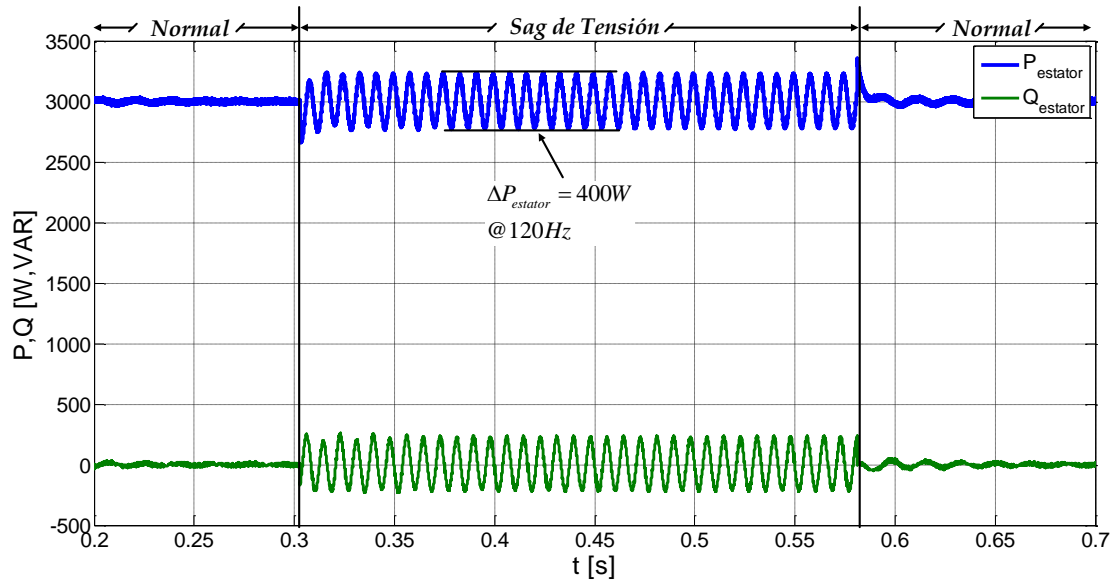


Figura 3.31. Potencia activa y reactiva del estator de la máquina durante el sag tipo B.

III.5. Discusión de resultados

De acuerdo a los resultados de simulación que se presentan en la sección III.4 se confirma que la potencia entregada a la red eléctrica es la diferencia entre la potencia del estator de la máquina y la potencia del convertidor VSC1, el bus de CD se mantiene regulado en el valor nominal. Por otro lado, la corriente y potencia son dictadas por el rotor de la máquina ya que la referencia de potencia para el lazo de control en el convertidor VSC2 se toma de la potencia del estator de la máquina.

De la operación del convertidor y la máquina se presentan dos condiciones de desbalances: el sag trifásico balanceado o sag tipo A, y el sag tipo B generado por fallas monofásicas. Para la condición del sag tipo A de $0.9p.u$ en magnitud y una duración de aproximada de 15 ciclos de red y para la condición del sag tipo B es un sag de $0.8p.u$ de magnitud y una duración aproximada de 17 ciclos de red. En ambos casos la caída en la corriente en la red se debe a que en ese punto no se tiene control sobre lo que sucede en la red eléctrica. Sin embargo no se presentan transitorios durante el desbalance, y como se mencionó, la potencia de la red es la diferencia entre la potencia del estator y la potencia del convertidor VSC1, por lo que en ambos casos a pesar de que la potencia en la red se mantiene regulada, existe una caída de potencia debido al sag presente.

La potencia del convertidor VSC1 presenta condiciones similares durante los sag tipo A y B, manteniendo regulada la potencia con un incremento de la misma durante el desbalance, esto debido a que el convertidor VSC1 absorbe todas las pérdidas desde el rotor de la máquina.

El sag tipo A presenta transitorios de tensión de aproximadamente dos ciclos de red manteniéndose regulado el bus de CD en su valor nominal. Sin embargo durante la condición del sag tipo B se presenta un rizo de tensión al doble de la frecuencia de línea.

La corriente del sag tipo A y B presentan incrementos debidos al desbalance, sin embargo para la condición del sag tipo B, la corriente presenta oscilaciones debidas al desbalance de tensión y son por el mapeo del rizo de tensión del bus de CD al doble de frecuencia presentándose armónicos en bandas laterales a la del rizo del bus de CD.

Debido a que el estator de la máquina está en conexión común con el convertidor VSC1 y la red eléctrica, el estator presenta los mismos desbalances de tensión, tanto el sag tipo A como el tipo B. De acuerdo a esto, el comportamiento de la corriente en ambos casos produce un incremento para mantener el flujo de potencia; sin embargo para el caso del sag tipo A se mantiene regulada la transferencia de potencia ya que la caída de tensión es trifásica balanceada. Por otro lado para el sag tipo B la transferencia de potencia durante el sag presenta oscilaciones al doble de la frecuencia de red, esto debido a que el control del convertidor VSC2 se realiza de manera trifásica tomando como referencia el voltaje de una sola fase, lo cual provoca que se mapee este rizo debido al desbalance de las fases.

CAPÍTULO IV

Resultados experimentales

IV.1 Descripción del prototipo experimental

En este capítulo se presentan los resultados experimentales del convertidor CA/CD/CA operando solamente ante desbalances de tensión en estado estable, con el fin de validar la estrategia de operación por fase propuesta en el capítulo II.

El prototipo desarrollado está compuesto por las siguientes etapas:

- Alimentación trifásica variable en la cual es posible cambiar la magnitud del voltaje por fase de la fuente (fuente de CA).
- Fuentes de alimentación auxiliares (sensores de voltaje, corriente, generación de tiempos muertos y generación de la modulación por ancho de pulso).
- Transformador trifásico de aislamiento estrella/estrella.
- Inductores de acoplamiento para el convertidor VSC1 y convertidor VSC2. La carga conectada emula el rotor de una máquina de inducción doblemente alimentada.
- Impulsores para el convertidor VSC1 y VSC2.
- Etapa de control implementada bajo el sistema dSPACE® CP 1103.
- VSC1 y VSC2 en conexión CA/CD/CA.

Las etapas del prototipo se pueden observar de manera general en la figura 4.1. Los objetivos principales de estas pruebas son validar el flujo de potencia constante durante condiciones balanceadas, así como en condiciones desbalanceadas de tensión en magnitud como fueron señalados en el capítulo II.

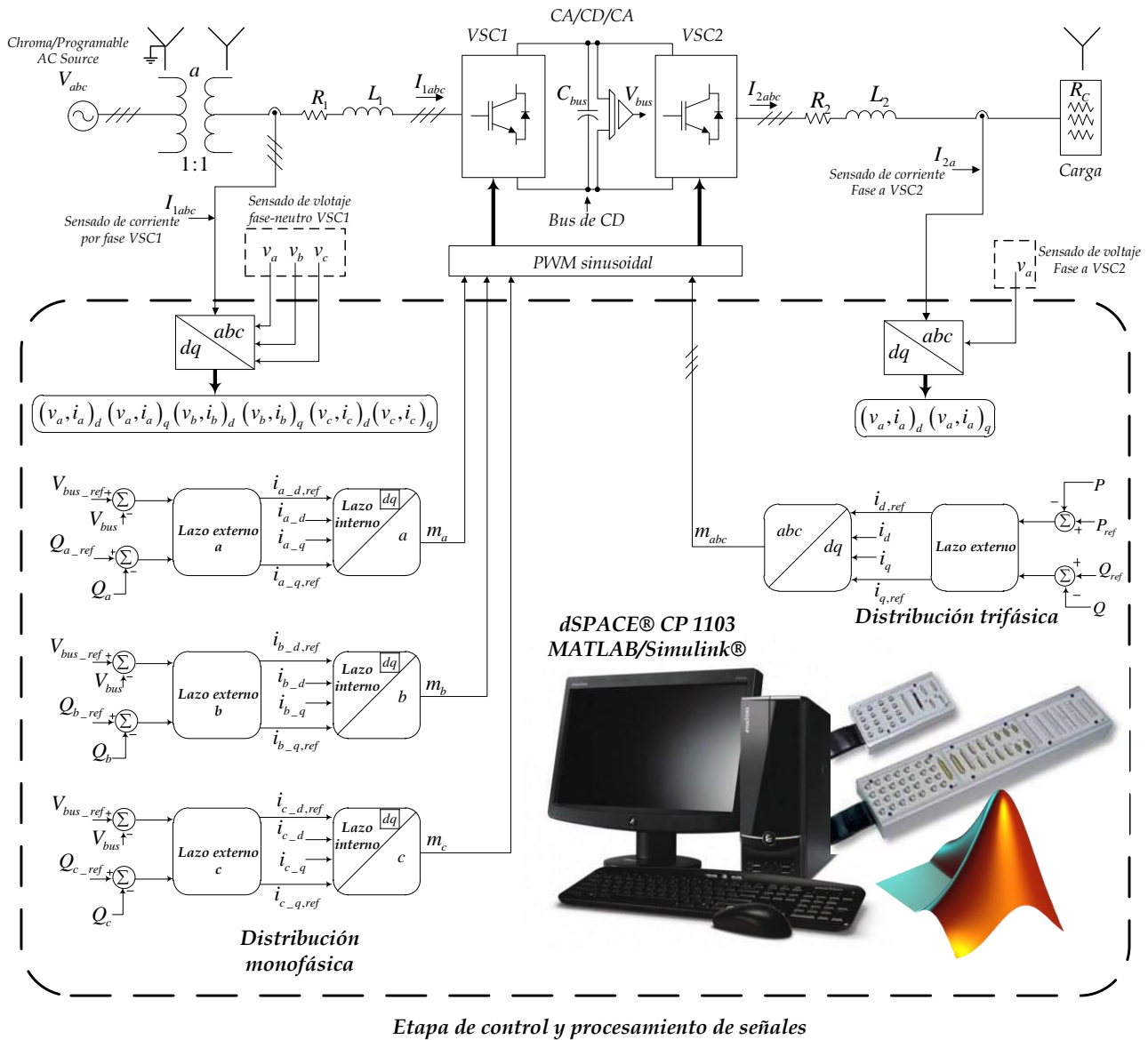


Figura 4.1. Etapa experimental.

IV.1.1 Etapa de potencia

La etapa de potencia comprende una fuente programable de voltaje trifásica, en la cual es posible cambiar de manera independiente la magnitud de cada fase. La fuente alimenta a un sistema de transformadores monofásicos con una relación de transformación 1:1 permitiendo aislar eléctricamente la fuente de alimentación. El arreglo de los transformadores es una conexión en estrella/estrella.

Como se mencionó en capítulos anteriores, el convertidor CA/CD/CA debe contar con inductores (R_1L_1, R_2L_2) de acoplamiento para limitar la transferencia de potencia del convertidor,

además de contar con un condensador de enlace C_{bus} entre los convertidores VSC1 y VSC2. Para los convertidores de potencia se utilizan interruptores del tipo IGBT modelo HG7G20N60A4D; como carga se emplea un arreglo resistivo R_C en estrella con una demanda aproximada de 300W ; en la figura 4.2 se muestra el prototipo experimental.

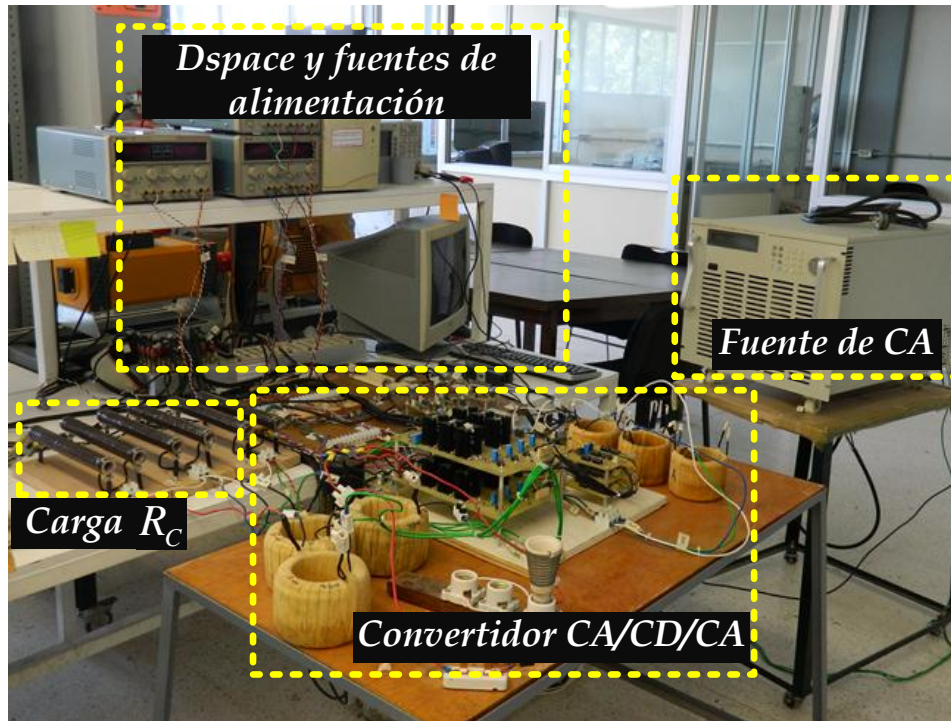


Figura 4.2. Prototipo experimental del convertidor CA/CD/CA.

En la Tabla IV.1 se muestran los parámetros nominales de la etapa de potencia.

Tabla IV.1 Parámetros de la etapa de Potencia

Parámetro	Valor
V_{ab}	$50V_{rms}$
V_{bus}	$100V_{cd}$
f	$60Hz$
$a = N_p/N_s$	1:1
C_{bus}	$2100\mu F$
R_1	1.163Ω
L_1	$5.82mH$
R_2	0.678Ω
L_2	$10.23mH$
R_C	10Ω
P	$300W$

IV.1.2 Etapa de sensado

La etapa de sensado está compuesta por tres sensores de voltaje para el convertidor VSC1 midiendo los voltajes fase-neutro con divisores de voltaje y un arreglo de amplificadores operacionales para obtener un rango de salida menor a 10V pico; este mismo tipo de sensor se utiliza para la medición del bus de CD y una de las fases del convertidor VSC2. Se utilizan tres sensores de corriente en el convertidor VSC1 del tipo CLN-100 y tres sensores en el convertidor VSC2. En la figura 4.3 se observan los sensores de voltaje y corriente utilizados en el prototipo experimental.

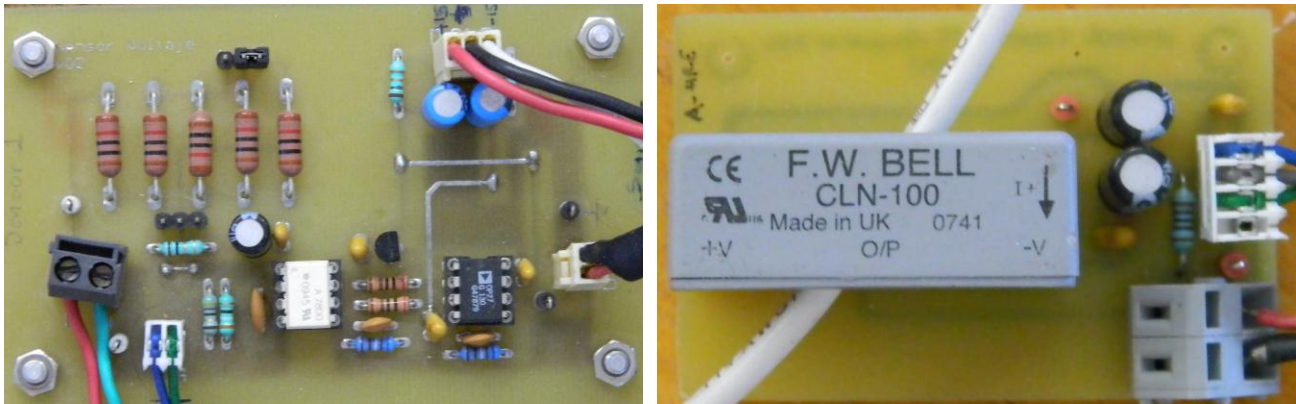


Figura 4.3. a) sensor de voltaje y b) sensor de corriente.

IV.1.3 Etapa de control

Esta etapa está desarrollada en el programa MATLAB/Simulink® y la interface dSPACE® CP 1103 donde se reciben las señales de los sensores de voltaje y corriente de los convertidores VSC1 y VSC2, junto con la señal de voltaje en el bus de CD. Las señales de voltaje y corriente del convertidor VSC1 son sincronizadas por un PLL (*Phase-locked loop*, por sus siglas en inglés) para cada fase. Posteriormente se mapean en el marco *abc* al marco *dq* por fase para poder desarrollar la estrategia de control propuesta en el capítulo II para el convertidor VSC1. Esta estrategia se desarrolla por fase, donde los objetivos de control son mantener el bus de CD estable y mantener la potencia reactiva en cero, operando además ante desbalances de tensión.

Para el convertidor VSC2 se reciben las señales de voltaje y corriente de los sensores conectados a la carga y se realiza un mapeo trifásico *abc-dq*, donde los objetivos de control son regular el flujo de potencia activa y reactiva. Después del proceso de control en lazo cerrado se hace la transformación *dq-abc* para ambos convertidores, para que la interface dSPACE® CP 1103 genere como salida las señales moduladoras, tanto del convertidor VSC1 y VSC2, las cuales pasan por una tarjeta analógica

para el proceso de modulación SPWM donde se fija la frecuencia de conmutación f_{sw} y la magnitud de la señal portadora U_T . En la Tabla IV.2 se muestran las ganancias de los lazos internos y externos de los convertidores VSC1, VSC2, sintonizando las ganancias de los lazos internos una década debajo de la frecuencia de conmutación y los lazos externos dos décadas debajo de la frecuencia de conmutación, además de la frecuencia de conmutación y la señal portadora. En el anexo B se presenta la sintonización de los controladores para ambos convertidores.

Tabla IV.2 Parámetros de la etapa de control

VSC1		VSC2	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
k_p	-0.5	k_p	1.4
k_i	-100	k_i	280
k_{p_vbus}	1	k_{p_P}	0.4×10^{-6}
k_{i_vbus}	100	k_{i_P}	1.227
k_{p_Q}	0.4×10^{-6}	k_{p_Q}	0.4×10^{-6}
k_{i_Q}	-1.023	k_{i_Q}	-1.023
f_{sw}	4980Hz	f_{sw}	4980Hz
U_T	$5V_p$	U_T	$5V_p$

IV.2 Resultado en estado estable en condiciones nominales

Las condiciones de operación del convertidor CA/CD/CA en estado estable toman como premisa mantener el flujo de potencia constante. Para operar el convertidor se alimenta a VSC1 a bajo voltaje para cargar el bus de CD; con el bus de CD cargado se le da una referencia de voltaje a V_{bus_ref} cumpliendo con la ecuación (1.16), con la referencia en el bus de CD se cierra el lazo de control para VSC1. Ya operando el convertidor VSC1 en lazo cerrado, se activa el lazo de control del convertidor VSC2 con la referencia de potencia P_{ref} en cero. Con el convertidor CA/CD/CA operando en lazo cerrado se incrementa la tensión de entrada y la referencia del bus de CD hasta llegar a los valores nominales de $50V$ entre fases y $100V$ en el bus. Cumpliendo los objetivos de control para VSC1, se incrementa la referencia de potencia del convertidor VSC2 hasta $300W$.

De acuerdo al procedimiento anterior, en la figura 4.4 se muestra el voltaje en el bus de CD con un voltaje regulado a $100V$. Los voltajes de alimentación en el convertidor VSC1 en estado estable son de $50V$ entre fases o $28.86V$ de fase neutro, sin perturbaciones de la red; el bus de CD se mantiene estable en su valor nominal. En la figura 4.5 se muestran los voltajes y corrientes de las

fases a y b de 3.56A y 3.74A del convertidor VSC1, donde se observa que se encuentran en fase; en la figura 4.6 se muestra el voltaje de la fase a y la corriente trifásica del convertidor VSC1.

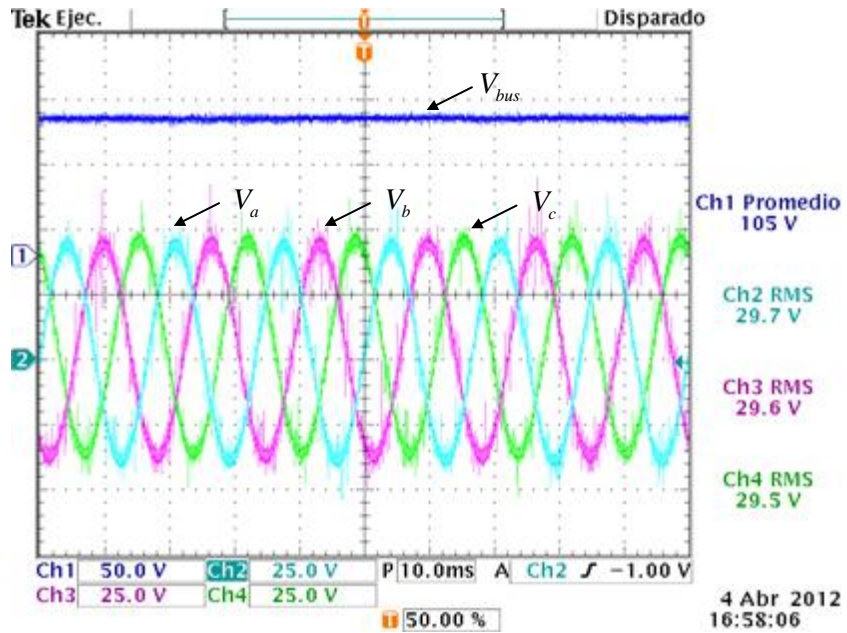


Figura 4.4. Operación bajo condiciones balanceadas en el convertidor VSC1. Ch1) Voltaje en el bus de CD, Ch2), Ch3 y Ch4) voltajes de la fase a , b y c .

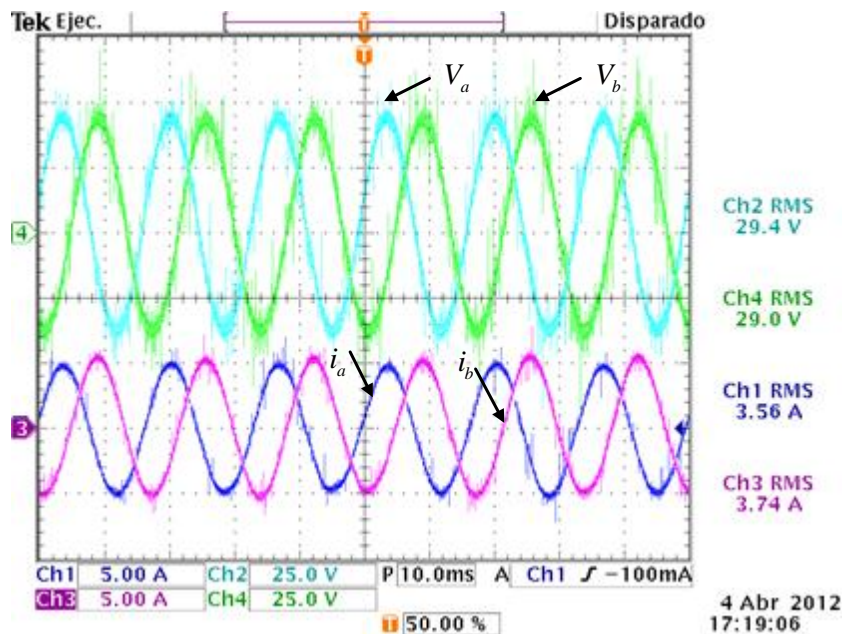


Figura 4.5. Voltaje y corriente del convertidor VSC1. Ch2) Voltaje en la fase a , Ch4) Voltaje en la fase b , Ch1) corriente en la fase a y Ch3) corriente en la fase b .

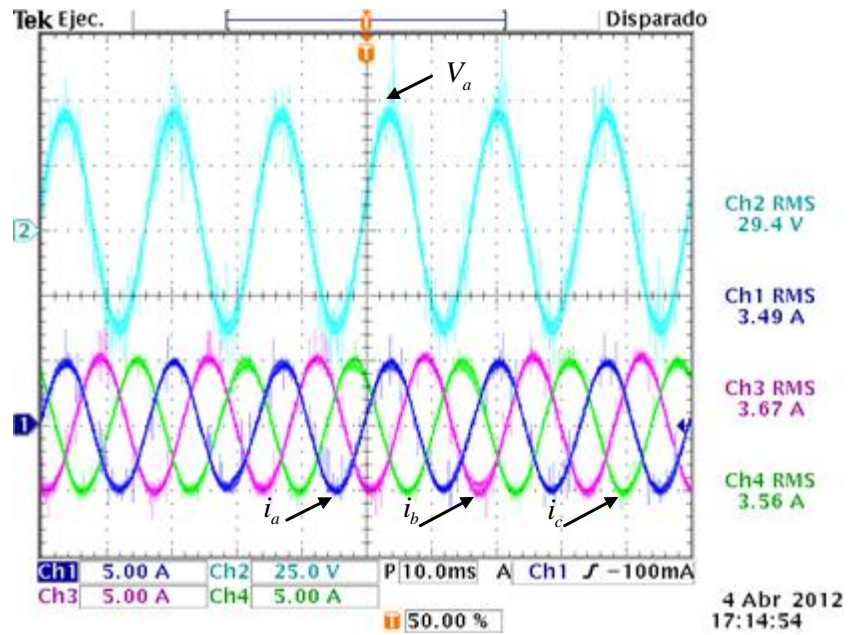


Figura 4.6. Voltaje y corriente trifásica del convertidor VSC1; Ch2) Voltaje de la fase *a*, Ch1), Ch3) y Ch4) corriente de la fase *a*, *b* y *c*.

El objetivo de control del convertidor VSC1 es mantener la transferencia de potencia constante; en las figuras 4.7 a 4.9 se observa la potencia por fase.

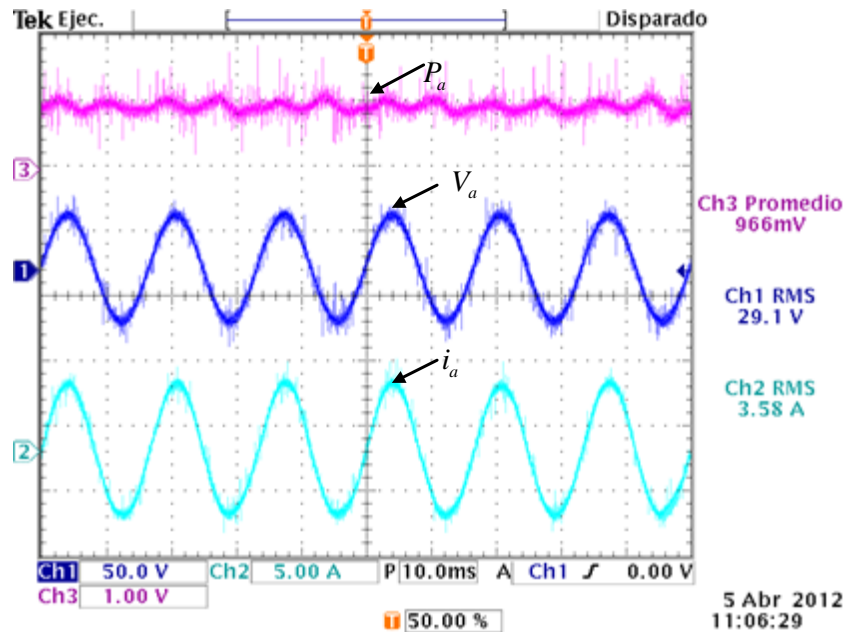


Figura 4.7. Ch3) potencia de la fase *a*; [1V/Div=100W], Ch1) voltaje de la fase *a* y Ch2) corriente de la fase *a*.

En la figura 4.7 se observa que la potencia en la fase *a* se mantiene constante debido a las condiciones balanceadas del convertidor; la potencia por fase de la fase *a* es equivalente al consumo de 100W debido a las condiciones nominales de operación; esto también se puede observar en las

figuras 4.8 y 4.9 donde la potencia de ambas fases se mantiene estable y balanceada sin variación de voltaje.

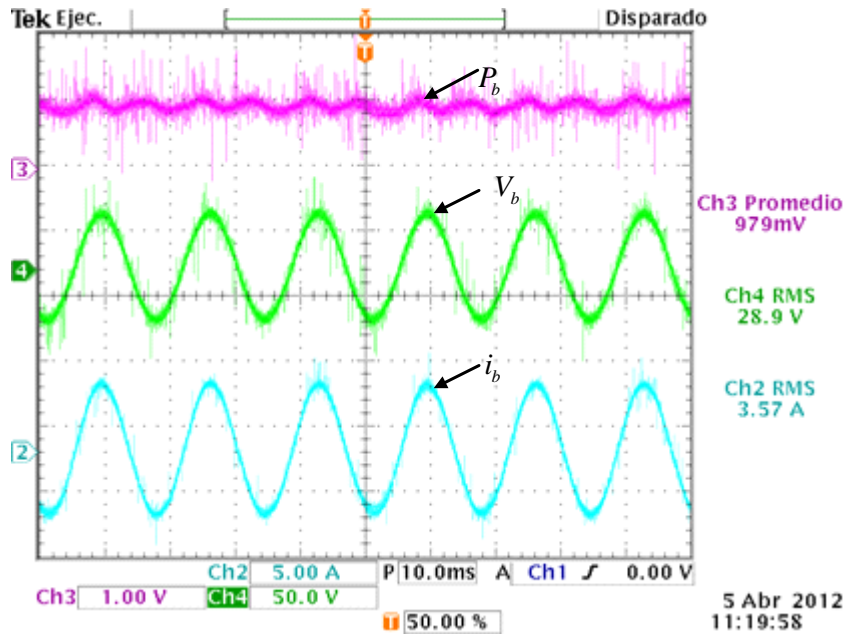


Figura 4.8. Ch3) potencia de la fase b ; [1V/Div=100W], Ch4) voltaje de la fase b y Ch2) corriente de la fase b .

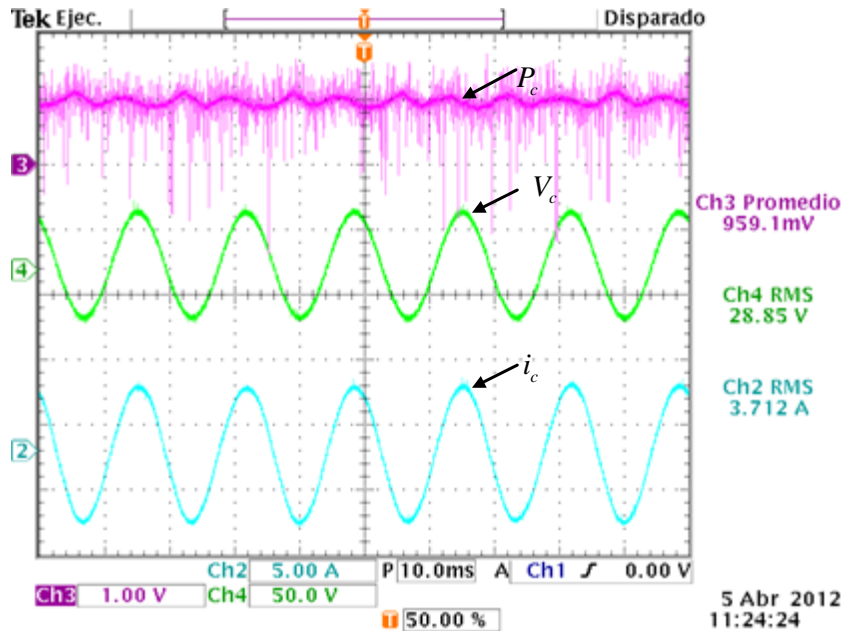


Figura 4.9. Ch3) potencia de la fase c ; [1V/Div=100W], Ch1) voltaje de la fase c y Ch2) corriente de la fase c .

La suma de las tres potencias mantiene la transferencia de potencia en los 300W . Para mantener este flujo de potencia en el convertidor VSC1 las moduladoras tienen que cumplir con los objetivos de control y deben de estar balanceadas y desfasadas 120° entre ellas; esto se muestra en la figura 4.10.

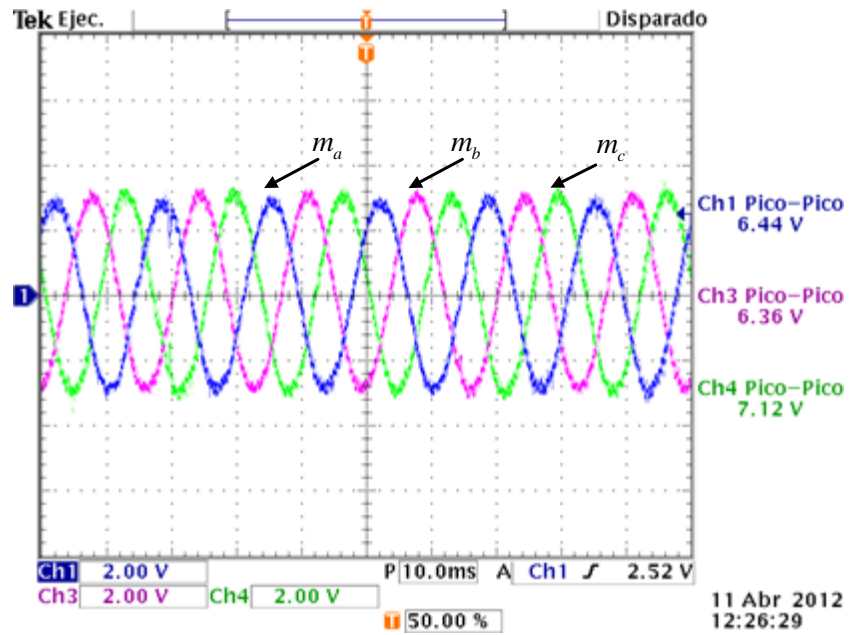


Figura 4.10. Moduladoras del convertidor VSC1; Ch1) moduladora de la fase a , Ch3) moduladora de la fase b y Ch4) moduladora de la fase c .

En la figura 4.11 se presenta la corriente del convertidor VSC1 ante un cambio de carga. En la figura se puede observar la respuesta de aproximadamente dos ciclos de red de un cambio de 0% al 100% de la carga nominal; no hay sobretiros de corriente durante este cambio, además de que el sistema se mantiene estable en esta condición.

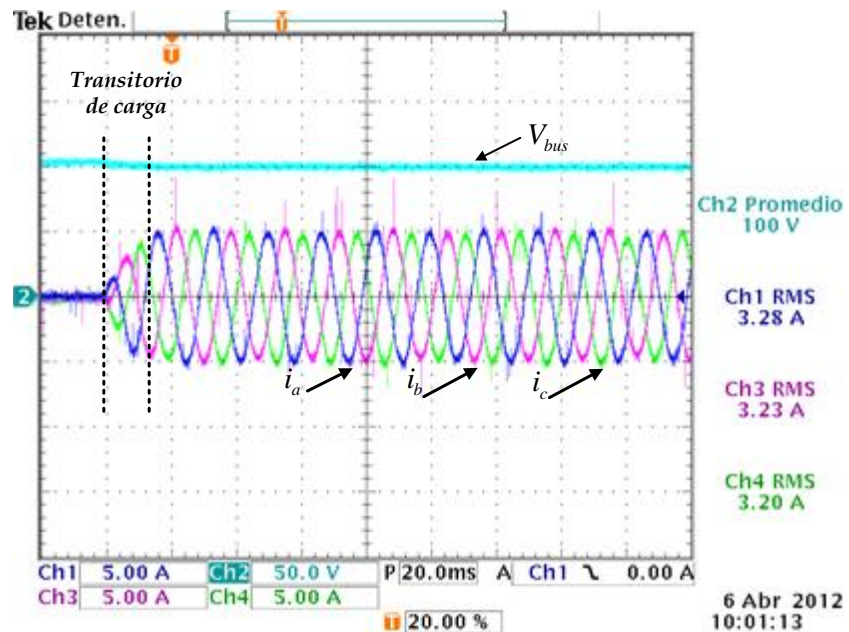


Figura 4.11. Cambio de carga; Ch2) voltaje en el bus de CD, Ch1), Ch3), Ch4) Corriente de las fases a , b , c del convertidor VSC1.

IV.3 Resultados con desbalances de tensión

En el capítulo II se mostraron algunas de las perturbaciones más comunes de la red eléctrica como los sag tipo A, B, C y D. En esta sección se muestra la evaluación experimental para desbalances sólo en en magnitud de tensión en estado estable, esto debido a las capacidades del laboratorio ya que la fuente de alimentación de prueba, no permite desbalances de fase y escalones de tensión para los sag. Sin embargo, cabe mencionar que las formas de onda son muy similares a las condiciones de sag tipo A, B, C y D en estado estable.

IV.3.1 Caída trifásica de tensión del voltaje nominal en estado estable (caso I)

En esta sección se presenta una caída de tensión en estado estable, la cual puede ser causada por una falla trifásica sostenida, teniendo el comportamiento de un sag tipo A. En la figura 4.12 se muestra en estado estable una tensión trifásica de $0.7 p.u$, es decir, una caída de tensión de $28.8V$ por fase del sistema balanceado a $20.16V$. Existe una caída de tensión en el bus de CD de aproximadamente $13.7V$, esto debido a la caída de tensión que existe entre los interruptores y los componentes pasivos en el convertidor VSC1. La corriente en el convertidor VSC1 se incrementa en esta condición en un 31% de su condición nominal; esto se puede ver en las figura 4.13.

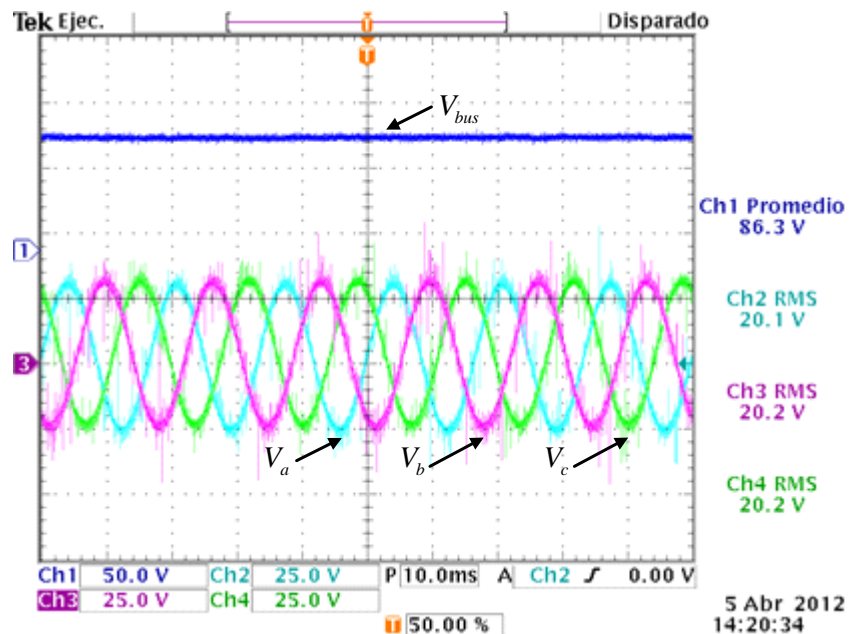


Figura 4.12. Operación en estado estable de una caída de tensión trifásica del convertidor VSC1. Ch1) voltaje en el bus de CD, Ch2), Ch3 y Ch4) voltajes de la fase a , b y c .

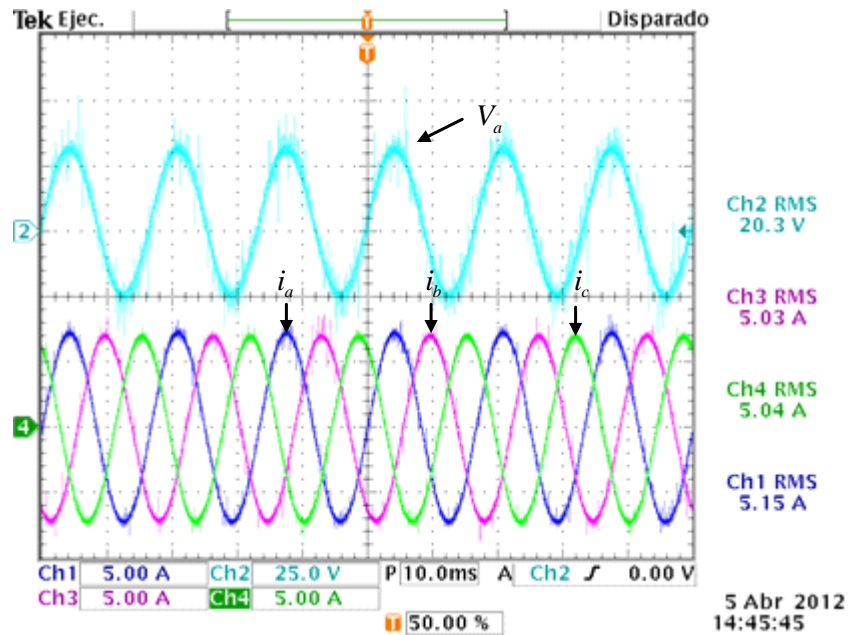


Figura 4.13. Voltaje y corriente trifásica del convertidor VSC1; Ch2) voltaje de la fase *a*, Ch1), Ch3) y Ch4) corriente de la fase *a*, *b* y *c*.

La potencia por fase del convertidor VSC1 se mantiene estable en las fases como se muestran en las figuras 4.14 a 4.16, ya que como se mencionó, en el momento que existe una caída de tensión la acción de control es mantener el flujo de potencia total constante incrementando la corriente en el convertidor VSC1 como se observa en la figura 4.13.

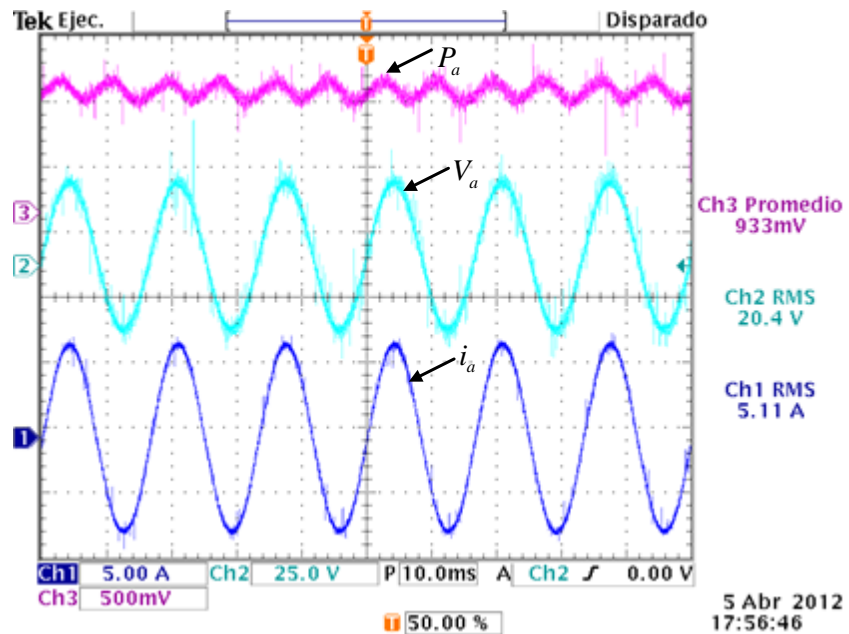


Figura 4.14. Ch3) Potencia de la fase *a*; [500mV/Div=50W], Ch1) voltaje de la fase *a* y Ch2) corriente de la fase *a*.

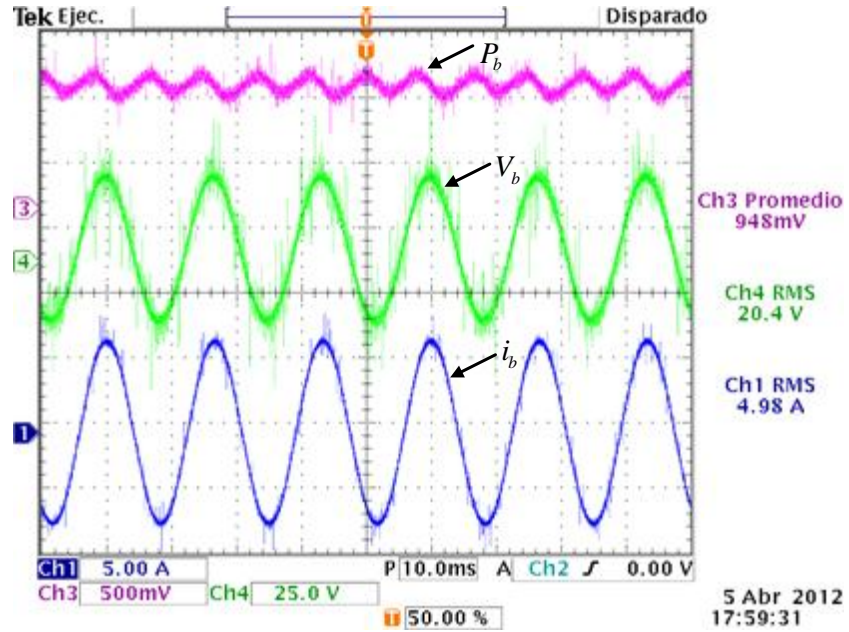


Figura 4.15. Ch3) potencia de la fase *b*; [500mV/Div=50W], Ch1) voltaje de la fase *b* y Ch2) corriente de la fase *b*.

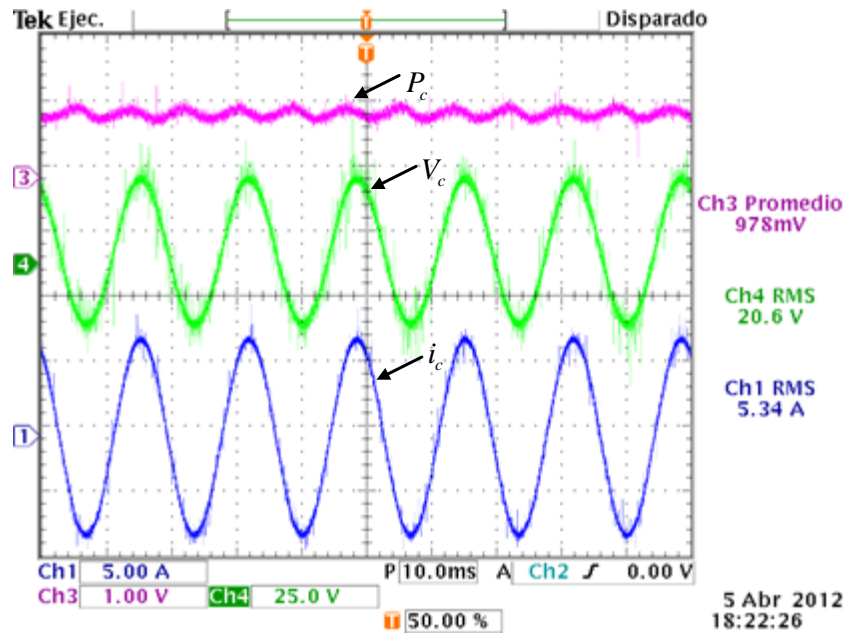


Figura 4.16. Ch3) potencia de la fase *c*; [1V/Div=100W], Ch1) voltaje de la fase *c* y Ch2) corriente de la fase *c*.

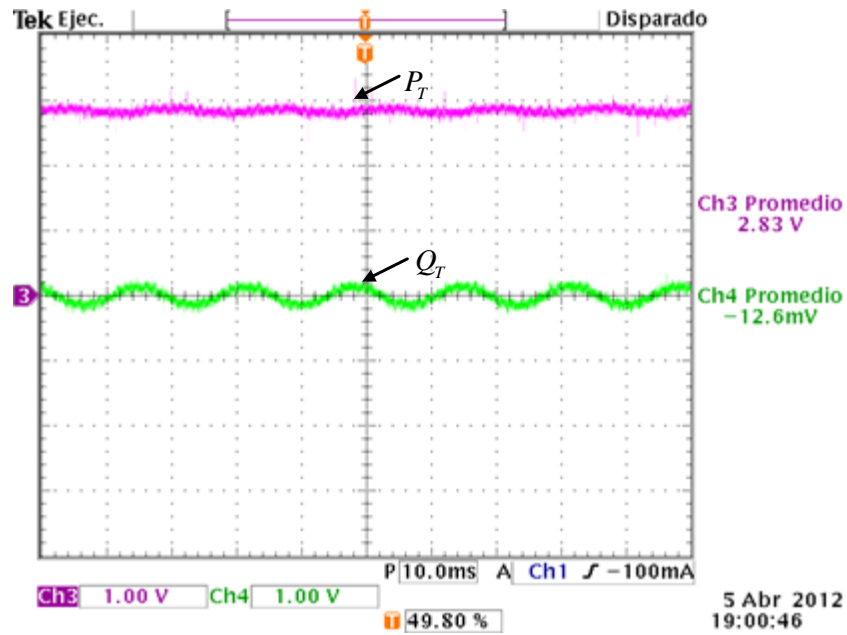


Figura 4.17. Potencia activa y reactiva del convertidor VSC1; [1V/Div=100W].

IV.3.2 Desbalance de tensión monofásico (caso II)

El desbalance de una fase puede ser visto como un sag de tensión tipo B que se presenta comúnmente en fallas de fase a tierra o fallas monofásicas. En esta sección sólo se presenta el resultado en estado estable. La ecuación (2.3) es la ecuación característica de este desbalance de tensión en estado estable. Para este caso se presenta una caída de tensión de $0.7 pu$ en la fase a , tal que las fases b y c se mantienen en magnitud y fase; esta caída de tensión al igual que el caso anterior, a $20.16V$ del voltaje nominal sólo en la fase a se observa en la figura 4.18, donde se presentan los voltajes de las tres fases y el voltaje en el bus de CD.

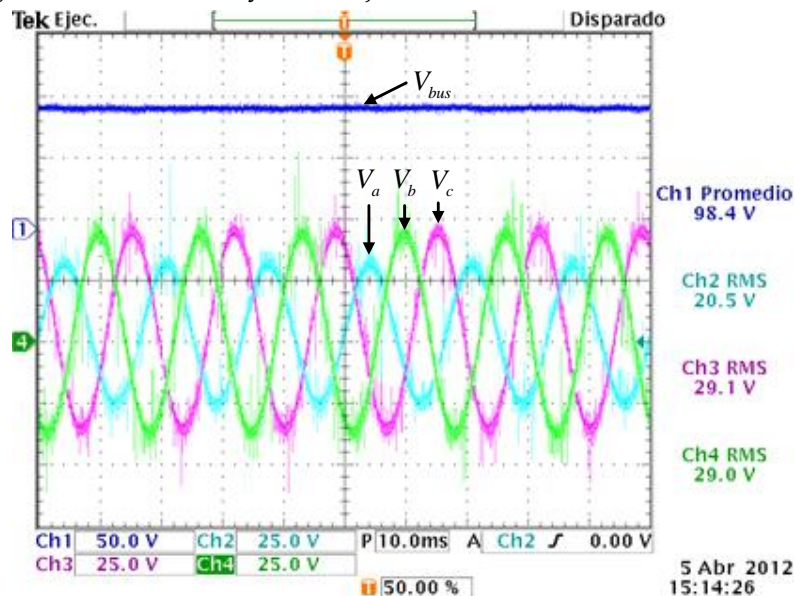


Figura 4.18. Operación en estado estable de un desbalance de tensión monofásico del convertidor VSC1. Ch1) Voltaje en el bus de CD, Ch2), Ch3 y Ch4) voltajes de la fase a , b y c .

En el voltaje en el bus de CD se observa una caída de tensión de 98.4V . En la figura 4.19 se muestra el voltaje de la fase *a* y la corriente trifásica del convertidor VSC1.

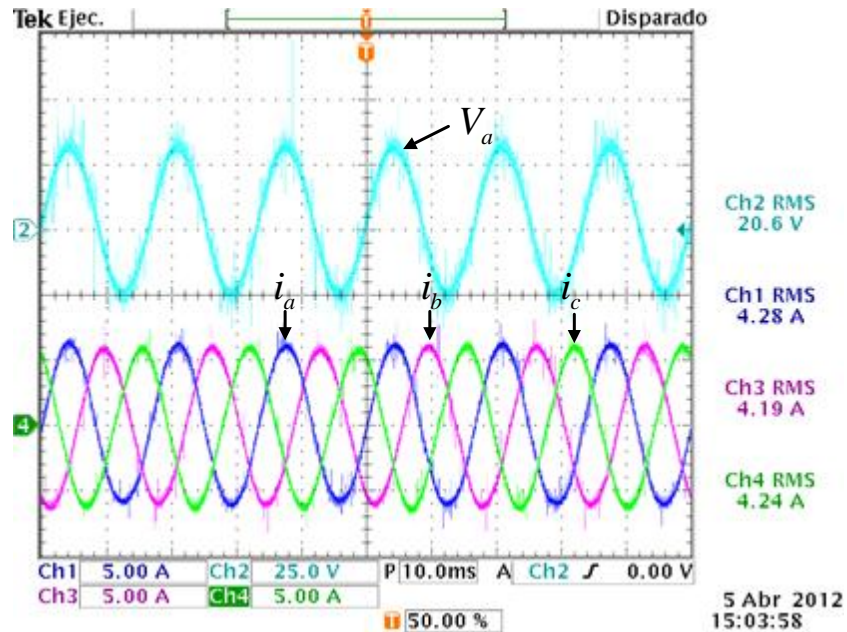


Figura 4.19. Voltaje y corriente trifásica del convertidor VSC1; Ch2) voltaje de la fase *a*, Ch1), Ch3) y Ch4) corriente de la fase *a*, *b* y *c*.

En esta figura 4.19 se muestra el voltaje de la fase *a* y la corriente en las tres fases del convertidor VSC1; sin embargo se observa que independientemente del desbalance en la fase *a* debido a la perturbación monofásica, la corriente trifásica en el convertidor VSC1 tiene un incremento aproximado del 17% en las tres fases con respecto al valor nominal. Además, como la caída de tensión es en la fase *a*, la corriente de esta fase presenta un incremento mayor; de acuerdo a esto la potencia monofásica de la fase *a* es menor a la de las fase *b* y *c* debido a la caída de tensión como se observa en la figura 4.20. Sin embargo para mantener la transferencia de potencia trifásica constante se presentan incrementos en la potencia de las fases *b* y *c* para mantener el balance de transferencia cumpliendo los objetivos de control como se muestran en las figuras 4.21 y 4.22.

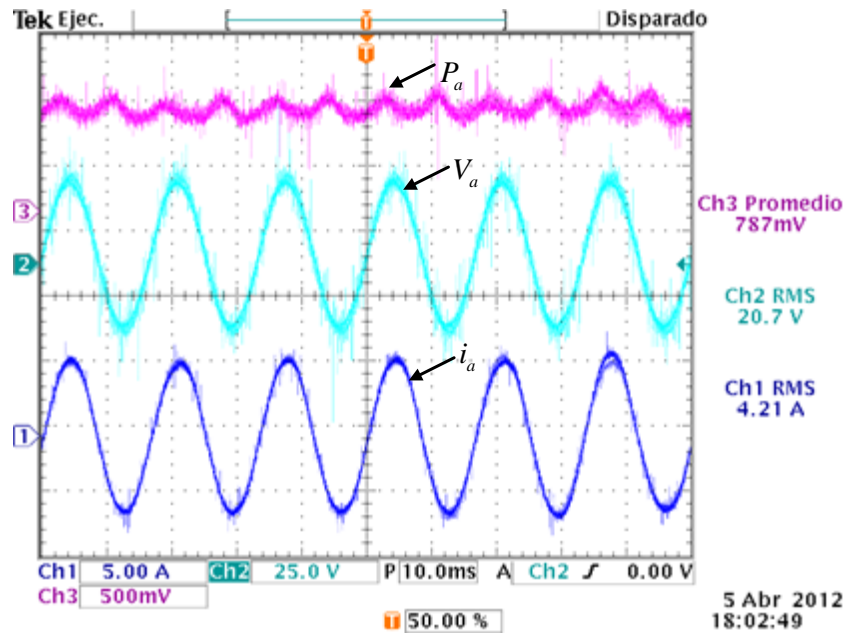


Figura 4.20. Ch3) potencia de la fase a [1V/Div=100W], Ch1) voltaje de la fase a y Ch2) corriente de la fase a.

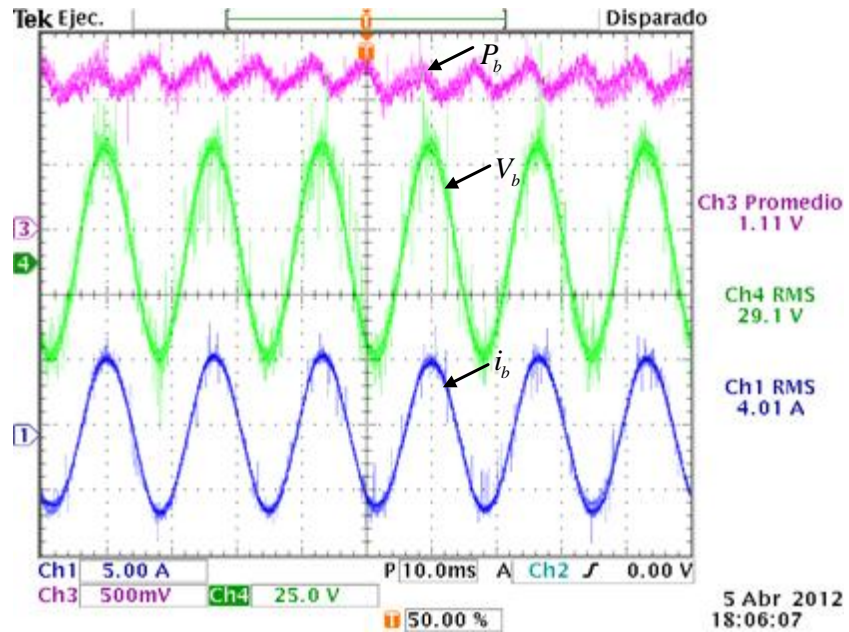


Figura 4.21. Ch3) potencia de la fase b [1V/Div=100W], Ch1) voltaje de la fase b y Ch2) corriente de la fase b.

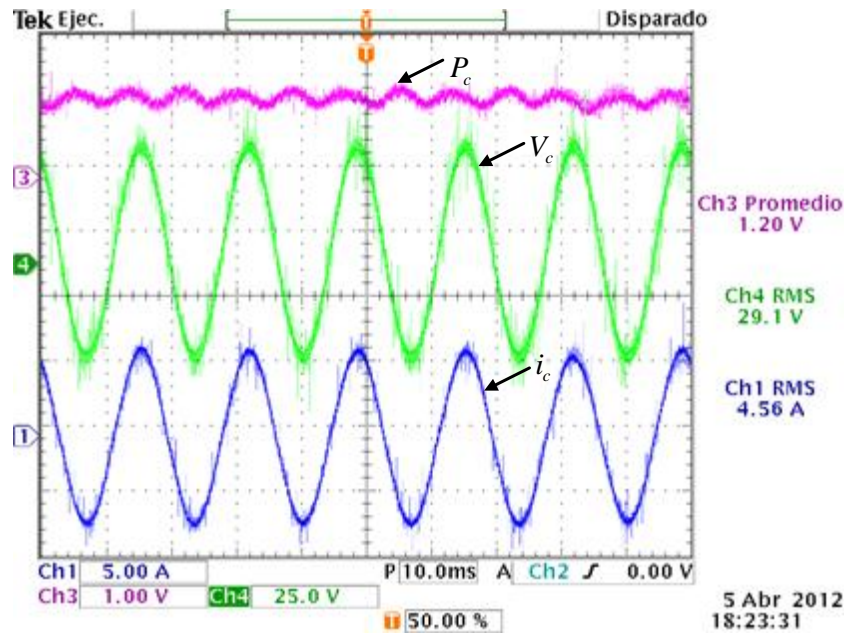


Figura 4.22. Ch3) potencia de la fase c ; [1V/Div=100W], Ch1) voltaje de la fase c y Ch2) corriente de la fase c .

Debido a la caída de tensión en el voltaje de la fase a existe una caída de potencia en la fase a , y hay una elevación de potencia en las fases b y c con el objetivo de mantener el flujo de potencia trifásica constante como se muestra en la figura 4.23; la suma de las potencias por fase son equivalentes a los 300W balanceados del convertidor VSC1.

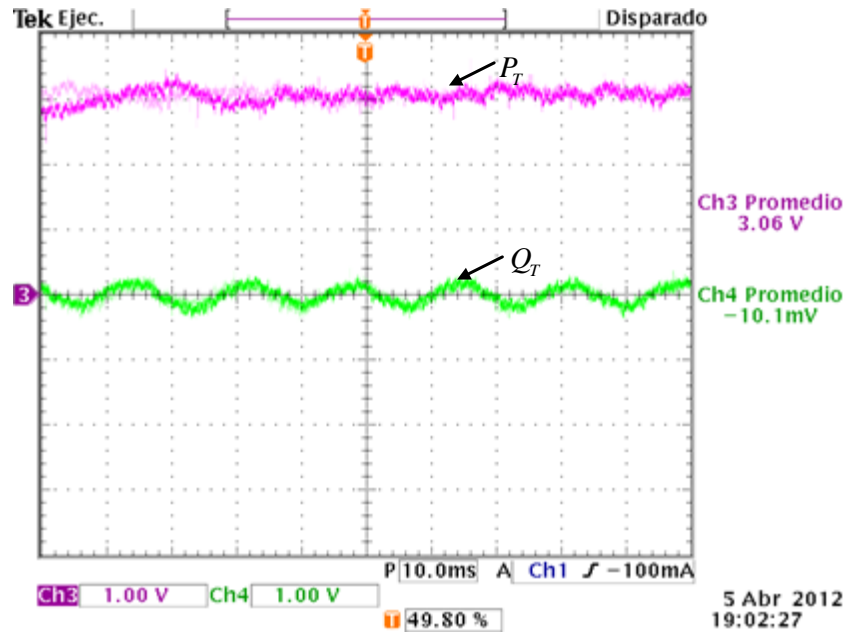


Figura 4.23. Potencia activa y reactiva del convertidor VSC1; [1V/Div=100W].

IV.3.3 Desbalance bifásico de tensión (caso III)

Los desbalances bifásicos de tensión pueden ser vistos como sag de tensión tipo C en estado estable y son ocasionados comúnmente por fallas entre dos líneas (ecuación 2.4); además de tener una caída en la magnitud de los voltajes de dos líneas, existe también un desbalance en las fases que presentan la falla dependiendo de la magnitud de la caída de tensión. En la figura 4.24 se muestra un desbalance bifásico con sólo una caída de tensión de aproximadamente de $0.7 p.u$ considerando que la falla se presenta en las fases b y c con un voltaje de $20.4V$, y la fase a manteniéndose en su valor nominal; se puede observar el voltaje en el bus de CD con una caída de tensión de $2.2V$ con respecto a su valor nominal.

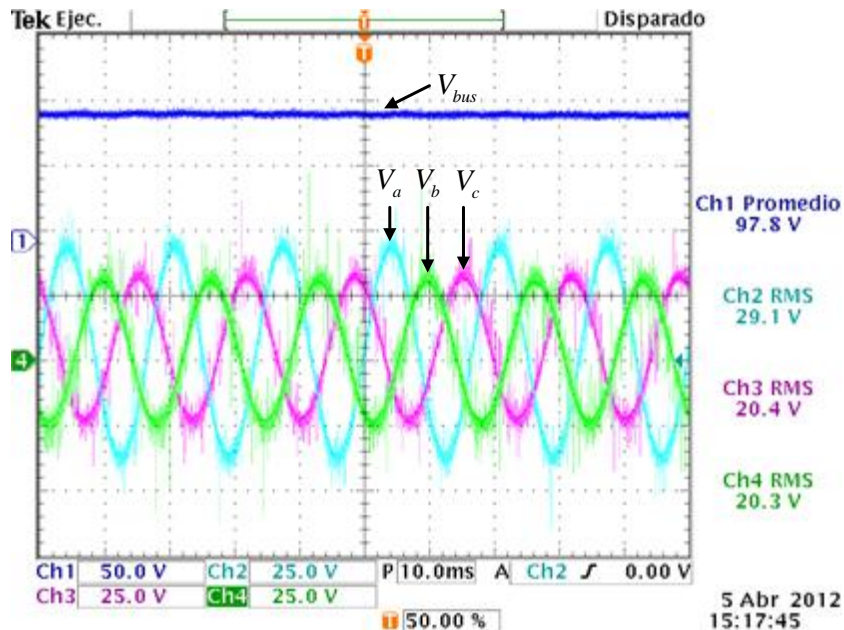


Figura 4.24. Operación en estado estable de un desbalance bifásico del convertidor VSC1. Ch1) Voltaje en el bus de CD, Ch2), Ch3 y Ch4) voltajes de la fase a , b y c .

En la figura 4.25 se muestra el voltaje de la fase a junto con las corriente del convertidor VSC1, donde se observa una elevación en la corriente de la fase a de $5.07A$, en la fase b de $5.02A$ y de la fase c de $4.93A$. Esta elevación de corriente en cada una de las fases cumple con los objetivos de control ya que de acuerdo con la relación de corriente y voltaje, el flujo de potencia trifásica debe mantenerse en $300W$.

En las figuras 4.26 a 4.28 se observa la potencia consumida en cada fase del convertidor VSC1. La fase a es de $134W$; sin embargo la fase b consume $94W$ y la fase c consume $97W$ aproximadamente, lo cual da como resultado que la potencia trifásica aproximada es de $300W$ como lo presenta la figura 4.29.

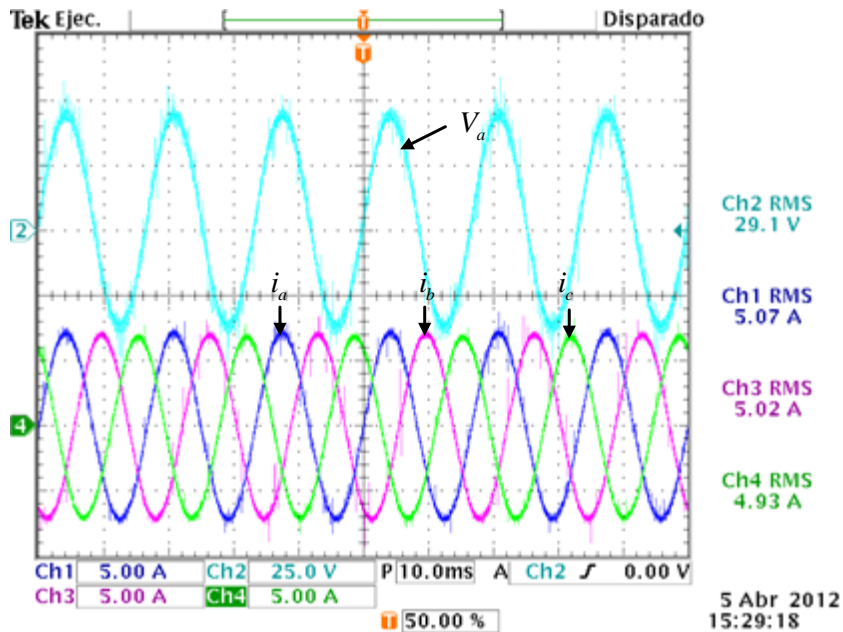


Figura 4.25. Voltaje y corriente trifásica del convertidor VSC1; Ch2) Voltaje de la fase a , Ch1), Ch3) y Ch4) corriente de la fase a , b y c .

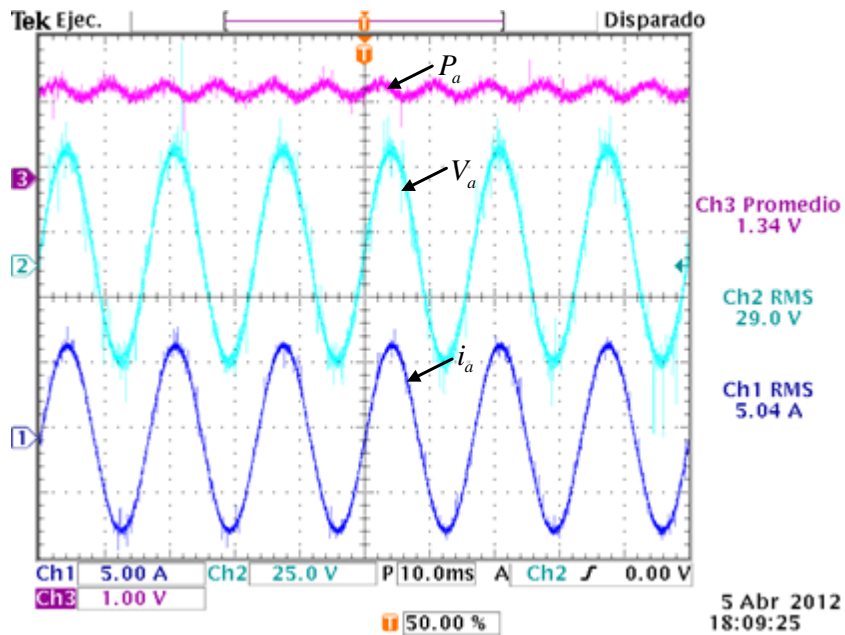


Figura 4.26. Ch3) potencia de la fase a ; [1V/Div=100W], Ch1) voltaje de la fase a y Ch2) corriente de la fase a .

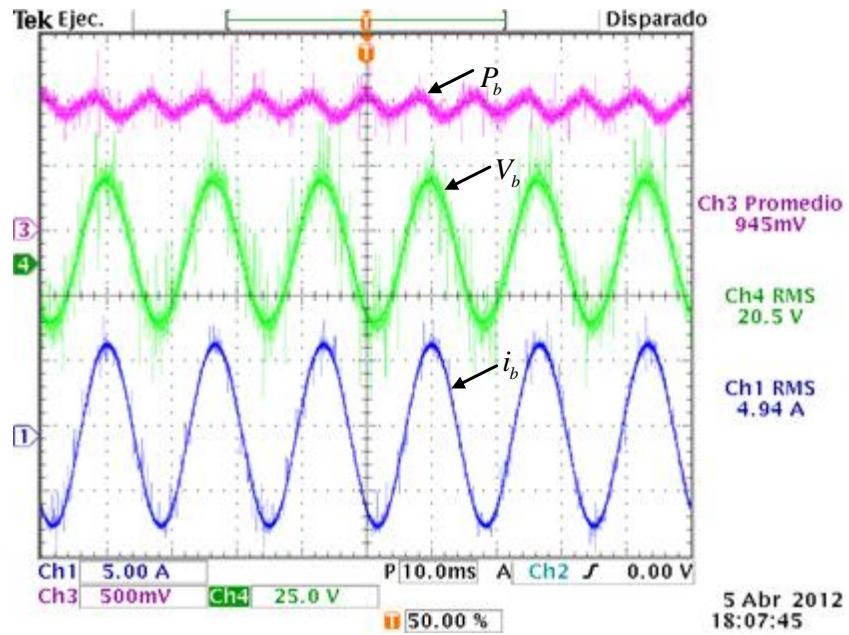


Figura 4.27. Ch3) potencia de la fase b ; [500mV/Div=50W], Ch1) voltaje de la fase b y Ch2) corriente de la fase b .

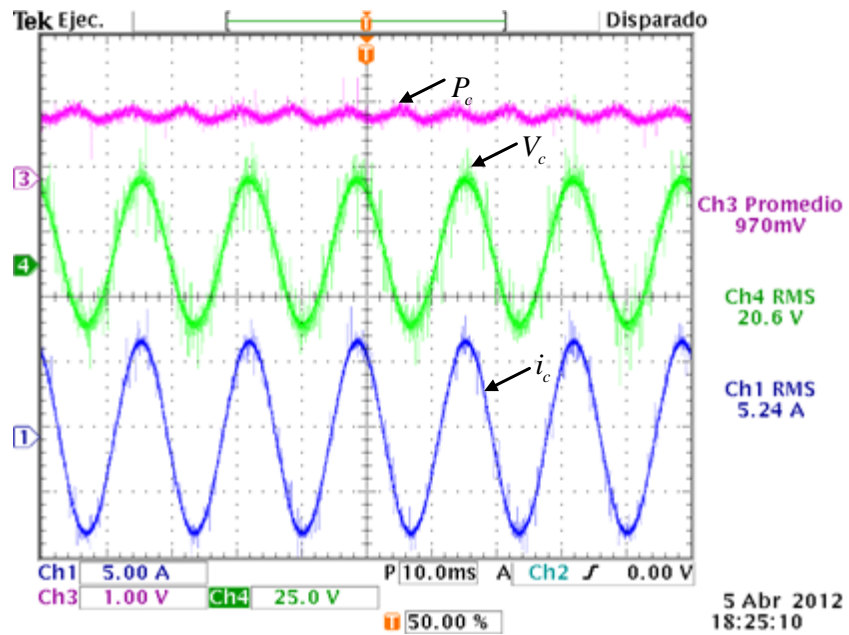


Figura 4.28. Ch3) potencia de la fase c ; [1V/Div=100W], Ch1) voltaje de la fase c y Ch2) corriente de la fase c .

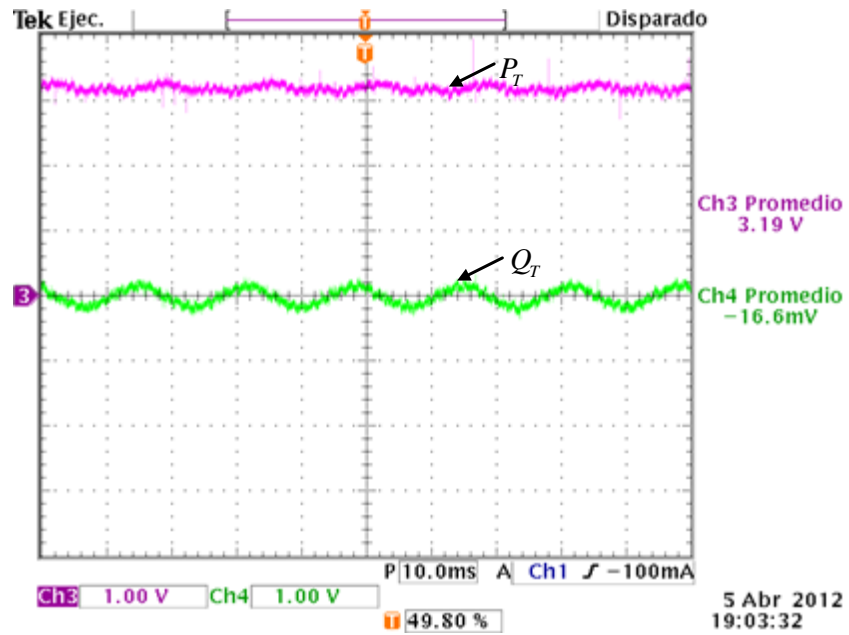


Figura 4.29. Potencia activa y reactiva del convertidor VSC1; [1V/Div=100W].

IV.3.4 Desbalance bifásico emulando un sag de tensión tipo D (caso IV)

El caso IV presenta condiciones similares al caso III. Es causado por fallas entre dos fases como lo muestra la ecuación (2.5) con cambios de magnitud y fase. En la figura 4.30 se muestra un desbalance bifásico sin desbalance en fase junto con el voltaje en el bus de CD del convertidor VSC1.

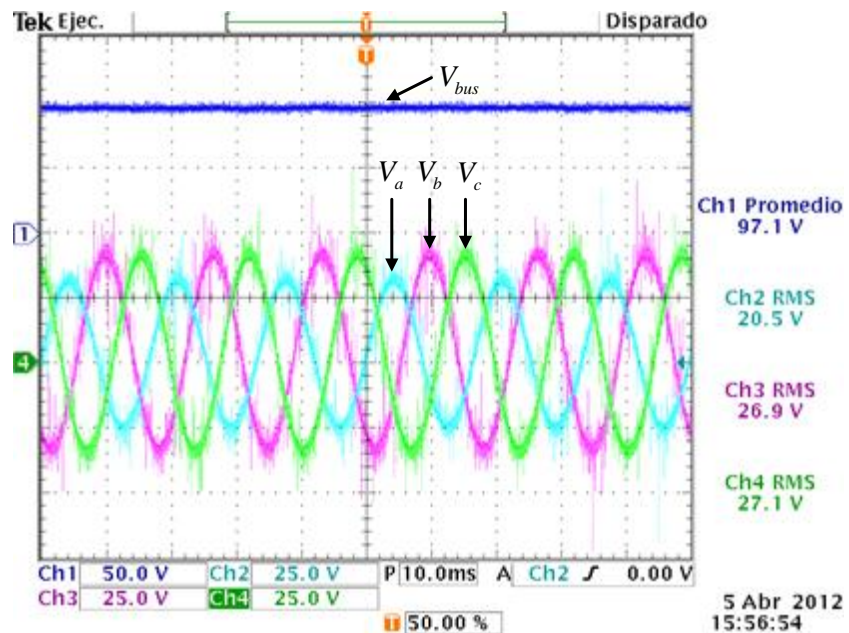


Figura 4.30. Operación en estado estable de un desbalance bifásico del convertidor VSC1. Ch1) Voltaje en el bus de CD, Ch2), Ch3 y Ch4) voltajes de la fase *a*, *b* y *c*.

En la figura 4.30 se observa un desbalance bifásico con un desbalance de magnitud equivalente a $0.7p.u$, con una caída de tensión en la fase de a de $20.5V$, en la fase b de $26.9V$ y en la fase c de $27.1V$. Se observa que el bus de CD se mantiene regulado con una caída aproximada de $3V$. De acuerdo a esta relación se muestra el voltaje de la fase a y la corriente trifásica de voltajes en la figura 4.31 y en la figura 4.32 se muestra la potencia en la fase a donde se presenta la mayor caída de tensión durante el desbalance consumiendo una potencia aproximada de $89W$.

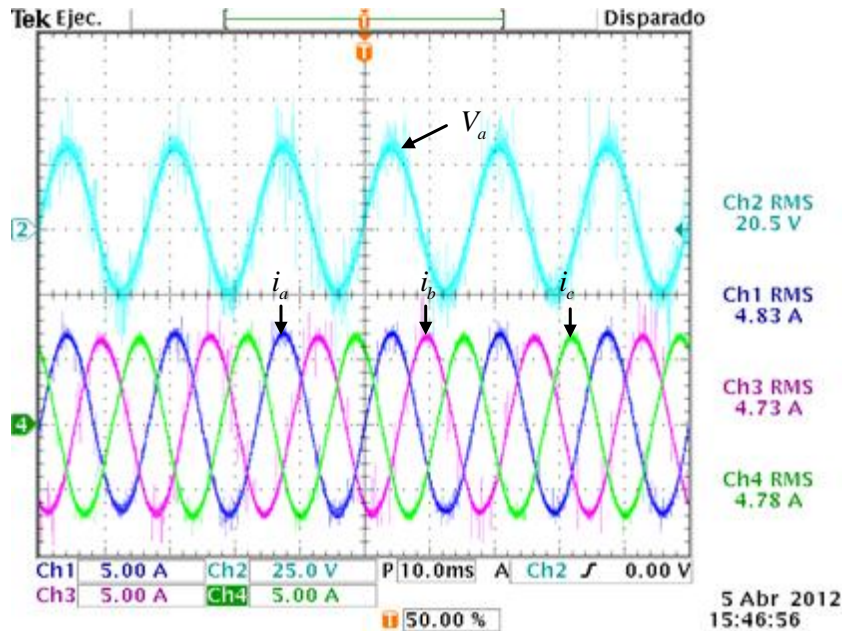


Figura 4.31. Voltaje y corriente trifásica del convertidor VSC1; Ch2) Voltaje de la fase a , Ch1), Ch3) y Ch4) corriente de la fase a , b y c .

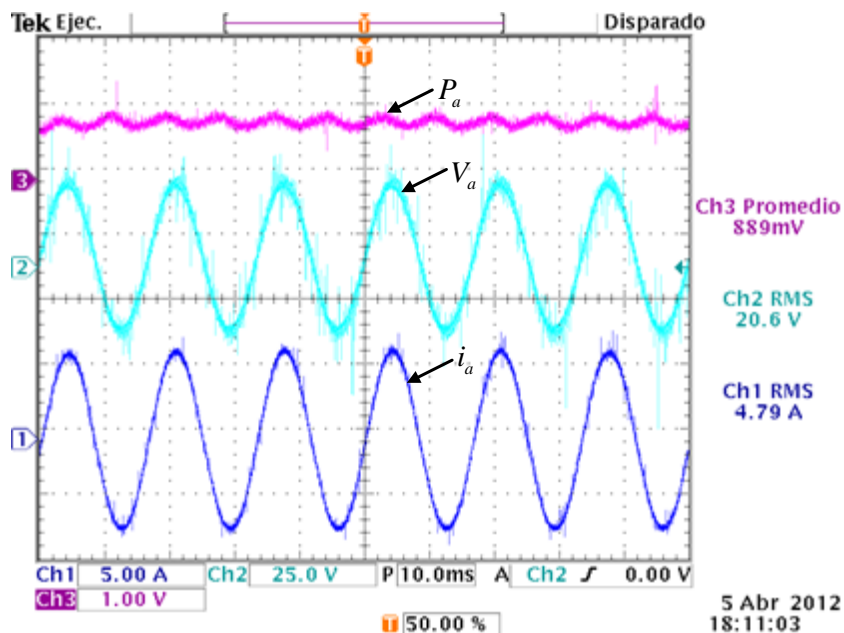


Figura 4.32. Ch3) potencia de la fase a ; [1V/Div=100W], Ch1) voltaje de la fase a y Ch2) corriente de la fase a .

En figura 4.33 se muestra el flujo de potencia de 116W en la fase *b* mostrando además que el voltaje y la corriente se encuentran en fase, esto se puede observar de igual manera en la fase *c*, donde el flujo de potencia es de 120W (figura 4.34). Como en la fase *a*, *b* y *c* presentan una elevación de la corriente con respecto a la corriente nominal, tal que, el objetivo de control final mantiene un flujo de potencia balanceado, tomando en cuenta que la suma de la potencia monofásica se mantiene estable y regulada, además manteniendo el flujo de la potencia reactiva en cero como se muestra en la figura 4.35.

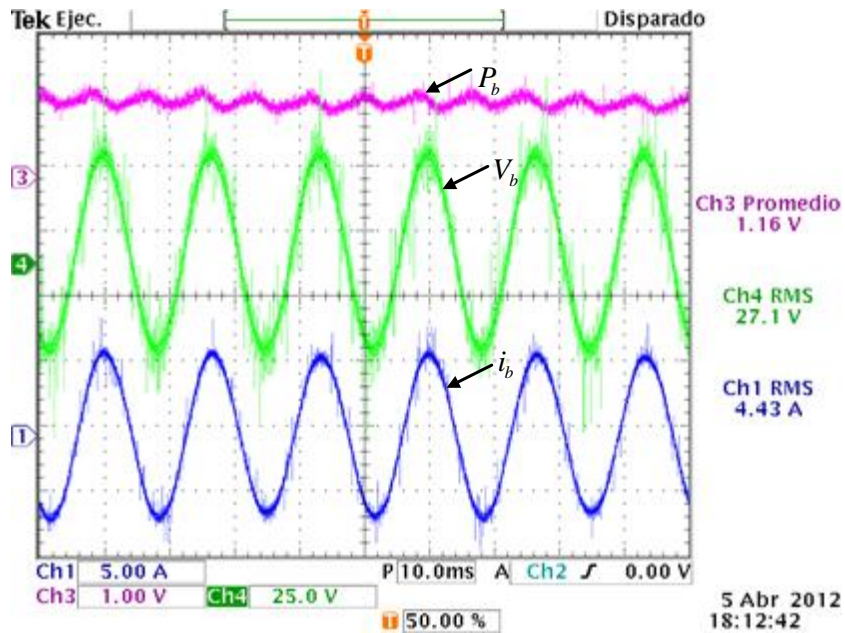


Figura 4.33. Ch3) potencia de la fase *b*; [1V/Div=100W], Ch1) voltaje de la fase *b* y Ch2) corriente de la fase *b*.

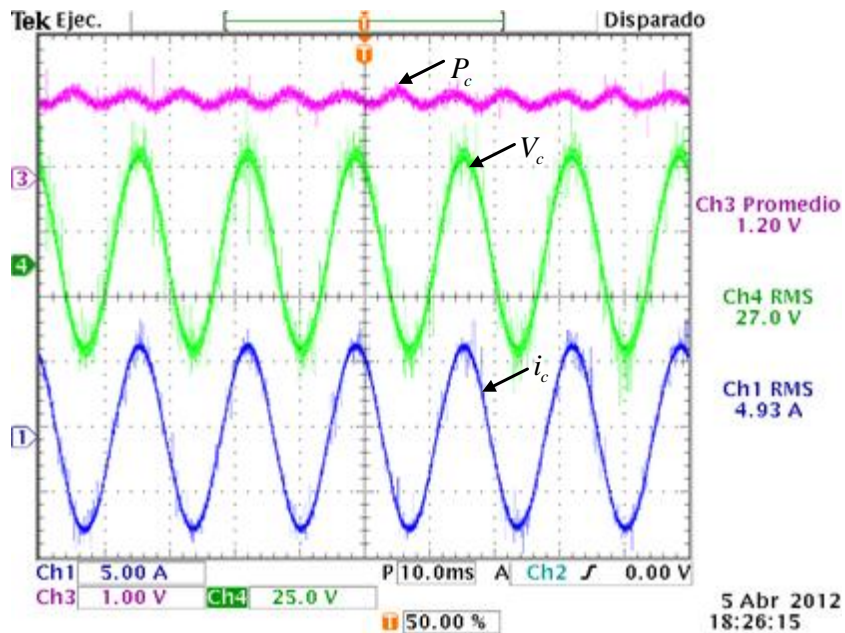


Figura 4.34. Ch3) potencia de la fase *c*; [1V/Div=100W], Ch1) voltaje de la fase *c* y Ch2) corriente de la fase *c*.

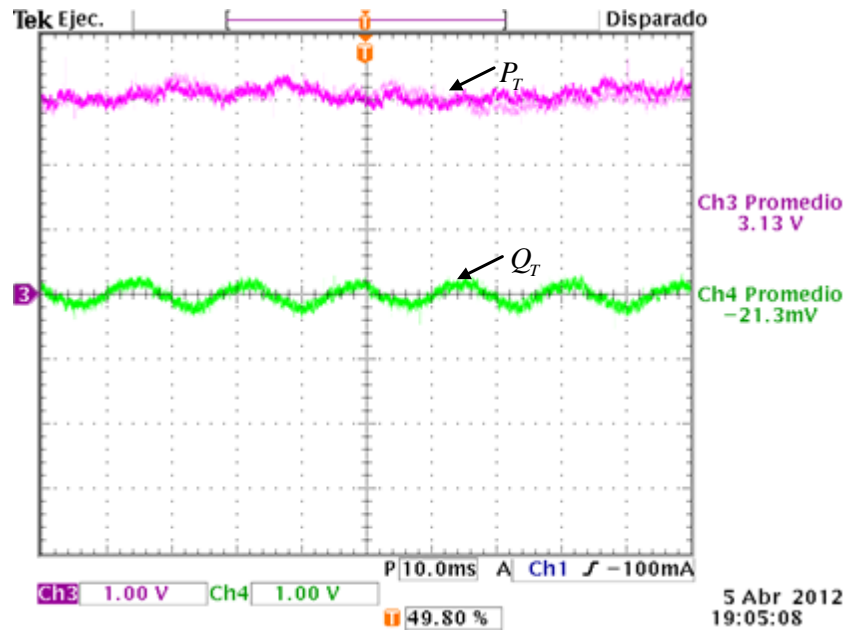


Figura 4.35. Potencia activa y reactiva del convertidor VSC1; [1V/Div=100W].

IV.4 Discusión de resultados

Este capítulo está centrado en la presentación de resultados experimentales del convertidor CA/CD/CA. La operación del convertidor en condiciones nominales de operación se presentan en la sección IV.2 donde se observa en la potencia monofásica del convertidor VSC1 es constante en las tres fases, y no se presentan desbalances de tensión. Además el bus de CD se mantiene estable y regulado cumpliendo con uno de los objetivos de control. Tomando como referencia las condiciones nominales del convertidor, en la Tabla IV.3 se presentan los resultados obtenidos ante las perturbaciones evaluadas experimentalmente.

Tabla IV.3 Tabla de resultados experimentales

Variable	Nominal	Caso I	%	Caso II	%	Caso III	%	Caso IV	%
V_{bus}	105V	86.3V	-17.8	98.4V	-6.3	97.8V	-6.9	97.1V	-7.5
V_a	29.7V	20.1V	-32.3	20.5V	-31.0	29.1V	-2	20.5V	-31.0
V_b	29.6V	20.2V	-31.8	29.1V	-1.7	20.4V	-31.1	26.9V	-9.1
V_c	29.5V	20.2V	-31.5	29.0V	-1.7	20.3V	-31.2	27.1V	-8.1
I_a	3.49A	5.03A	44.1	4.28A	22.6	5.07A	45.3	4.83A	38.4
I_b	3.67A	5.04A	37.3	4.19A	14.2	5.02A	36.8	4.73A	28.9
I_c	3.56A	5.15A	44.7	4.24A	19.1	4.93A	38.5	4.78A	34.3
P_a	96.6W	93.3W	-3.4	78.7W	-18.5	134W	38.7	89.9W	-6.9
P_b	97.9W	94.8W	-3.2	111W	13.4	94.5W	-3.5	116W	18.5
P_c	95.9W	97.8W	2.0	120W	25.1	97W	1.1	120W	25.1
P_T	290.4W	283W	-2.5	306W	5.4	319W	9.8	313W	7.8
Q_T	≈ 0	≈ 0	≈ 0	≈ 0	≈ 0	≈ 0	≈ 0	≈ 0	≈ 0

La condición más crítica en el convertidor CA/CD/CA ante un desbalance de tensión como en el caso I, presenta una caída de tensión de aproximadamente el 13% del voltaje nominal; esta condición es debida a que se demanda una potencia constante ante dicha perturbación. Sin embargo la caída de tensión es elevada, haciendo que el sistema de control trate de mantener el flujo de potencia constante. Esta situación no se presenta en los casos II, III y IV, ya que el bus de CD sólo presenta una caída de tensión debida a las perdidas que ve el convertidor VSC1.

En la corriente que se presenta ante los casos II, III y IV se puede observar que existe un incremento según se presente la caída de tensión; por ejemplo la corriente que se presenta en las fases *a* y *b* como el caso III, donde a pesar de que el voltaje en la fase *a* se mantiene en su valor nominal las corriente se incrementan. De acuerdo a esto, se puede concluir que las acciones de control tratan de mantener el flujo de potencia constante elevando la corriente de las fases correspondientes.

CONCLUSIONES

Conclusiones de la tesis

En este documento se ha presentado cómo es el avance de la tecnología y los dispositivos eléctricos y equipos de electrónica de potencia para hacer más eficiente la energía eléctrica. En este sentido se revisan algunas de las topologías de electrónica de potencia empleadas en sistemas de generación eólica, por ser esta una de las tecnologías que han tenido mayor impacto en la comunidad técnica y científica debido a que son sistemas que presentan un impacto ecológico reducido. En el contexto de los sistemas de generación eólica, se presentó el principio de operación convertidor CA/CD/CA acoplado a una máquina doblemente alimentada. Uno de los retos de los sistemas eléctricos y de los equipos de electrónica de potencia es la capacidad de respuesta ante perturbaciones y desbalances de tensión en la red eléctrica, desarrollándose innumerables técnicas para disminuir ese tipo de problemas. A partir del trabajo realizado se tienen las siguientes conclusiones:

- A partir del análisis del convertidor CA/CD/CA considerando el modelo promedio y el mapeo del sistema trifásico balanceado al marco de referencia dq , es factible obtener la región de operación considerando que el convertidor debe operar en la región lineal de modulación por ancho de pulso sinusoidal, asegurando así la transferencia de potencia entre el convertidor VSC1 y VSC2.
- Con el análisis de la región de operación del convertidor, es posible definir el valor de los elementos pasivos del convertidor, validando la capacidad de transferencia de potencia del convertidor CA/CD/CA.
- A partir del análisis de la capacidad de transferencia de potencia del convertidor CA/CD/CA, se considera el estándar de la IEEE-1159-2009 definiendo calidad de energía eléctrica, desbalances y sag de tensión. En este sentido, a partir del análisis realizado en lazo abierto del convertidor operando en condiciones normales de operación y en condiciones de sag de tensión balanceados y desbalanceados, se llega a la conclusión de que el convertidor puede transferir la potencia nominal en condiciones normales de operación, sin embargo esto no sucede en condiciones de sag balanceados y

desbalanceados ya que en ambos casos se presenta una caída en la tensión en el bus de CD y la transferencia de potencia en estas condiciones no se cumpla.

- Conociendo el comportamiento del convertidor en condiciones desbalanceadas de voltaje, es posible proponer un control desacoplado en potencia por fase en el convertidor VSC1, que mantenga el flujo de potencia trifásica del convertidor VSC1 al convertidor VSC2 constante.
- Uno de los objetivos de operación del convertidor CA/CD/CA es mantener la transferencia de potencia nominal del sistema ante sag de tensión tipo A, B, C y D. A partir del control desacoplado de potencia por fase en el convertidor VSC1 se mostró que es posible mantener el bus de CD regulado, además de que ésta estrategia por fase mantiene la transferencia de potencia regulada y en el valor nominal independientemente del sag de tensión que se tenga. Cabe mencionar que con ésta estrategia, no se modifica el modelo matemático en el marco de referencia dq evitando utilizar las componentes de secuencia negativa y cero para los lazos de control. Debido a que se mantiene el bus de CD regulado y la transferencia de potencia en el convertidor VSC1, el control para el convertidor VSC2 se implementa en forma trifásica.
- Con el diseño de los controladores del convertidor VSC1 y VSC2 es posible acoplar el convertidor CA/CD/CA a un generador doblemente alimentado. En este sentido, el convertidor CA/CD/CA y la máquina doblemente alimentada mantienen el flujo de potencia constante del convertidor VSC1 hasta el rotor de la máquina ante las variaciones de tensión evaluadas en el capítulo III. La potencia en el estator de la máquina presenta un rizo al doble de la frecuencia de la red, esto debido a que no se tiene un sistema externo que compense dicho rizo.
- Con los análisis obtenidos es posible validar experimentalmente la operación del convertidor CA/CD/CA en condiciones normales de operación y además en condiciones desbalanceadas, presentado resultados muy similares a las que causarían los sag de tensión tipo A, B, C y D, donde se puede observar que la transferencia de potencia en estas condiciones desbalanceadas se mantiene constante.

Aportaciones de la tesis

La estrategia operación presentada pretende contribuir a los estudios de calidad de energía eléctrica y el estudio de sag de tensión principalmente en el convertidor CA/CD/CA. Hacer el estudio para este tipo de convertidores permite prevenir daños ocasionados por transitorios de potencia debidos a estas perturbaciones. Utilizar el análisis por fase del convertidor en el marco de referencia " dq " evita la utilización de la componente de secuencia negativa, además de que el bus de CD se mantiene regulado y el flujo de potencia es constante ante desbalances; el análisis del convertidor VSC2 se hace a través de la transformación " dq " trifásica. Con las consideraciones propuestas y los análisis desarrollados se aportan resultados experimentales que validan el comportamiento del convertidor en condiciones desbalanceadas de tensión.

Trabajo futuro

Obtener resultados experimentales ante diferentes frecuencias de operación en el convertidor VSC2 emulando la conexión al rotor de la máquina doblemente alimentada.

Hacer la interconexión de la máquina doblemente alimentada validando la conexión del convertidor CA/CD/CA operando a velocidad variable.

Evaluar otras técnicas de control para que el convertidor pueda operar a diferentes velocidades, además de hacer un análisis más profundo de la operación de la máquina doblemente alimentada operando a velocidades superiores a la velocidad de sincronía. Implementar y analizar el convertidor CA/CD/CA de manera monofásica para el convertidor VSC2 e implementar sistemas de convertidores CA/CD/CA con un bus de CD independiente, esto con el fin de evitar el rizo de tensión en el bus de CD al doble de la frecuencia de red debido a la operación del convertidor en condiciones desbalanceadas de tensión.

Publicaciones generadas

- Sierra, R., Cárdenas, V., Alcalá, J. and Visario, N., "Single-Phase Analysis of the BTB converter Under Unbalanced Voltage Conditions," in 2011 IEEE Proc. of the International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control, CCE, pp. 421-426. 2011. 10.1109/ICEEE.2011.6106605.
- R. Sierra, J. Alcalá, V. Cárdenas, J. Pérez, A. Rivera, "Evaluating the performance of the BTB converter under unbalanced voltage sags", in 2011 IEEE Proc. of the International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control, CCE.

Anexo A

A.I Operación en la región de sobremodulación

En la sección I.3.1 se analizó la región lineal de operación del convertidor desde dos puntos de vista: el modelo conmutado y el modelo en el marco de referencia dq en función de las potencias y el círculo unitario en el que puede operar el convertidor. Por otro lado, existe una región de operación no deseada principalmente en los inversores, que es la operación de sobremodulación [25].

Se le llama región de sobremodulación cuando el valor de la moduladora es mayor que la señal triangular en un sistema de modulación SPWM, lo cual se puede observar en la figura A.1.

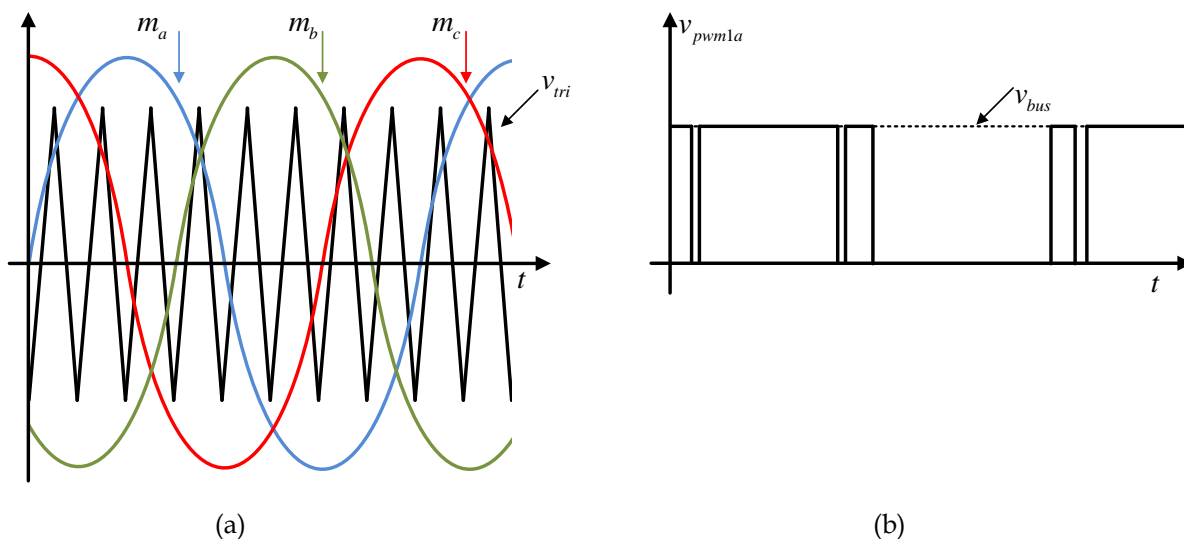


Figura A.1. Modulación PWM; (a) señal triangular comparada con las señales moduladoras desfasadas 120° con un valor mayor a la unidad y (b) voltaje PWM de la fase a .

Cuando el valor de $m_i > 1$ la señal moduladora está saturada y la forma de onda de salida es parcialmente controlada; debido a esto, el voltaje PWM se distorsiona y aparecen armónicos de baja frecuencia. Esto se puede observar en la figura A.2 donde se muestra el voltaje PWM entre las fases a y b a una frecuencia fundamental de 60Hz y un índice de modulación m_f de 81, tal que la frecuencia de conmutación es de 4860Hz. Se observa que existe una pérdida de señales de conmutación debido a que $m_i > 1$ como en la figura A.1 (a); por otro lado en la figura A.3 se muestra el espectro en frecuencia de la señal A.2, donde se puede observar que empiezan a aparecer armónicos de baja frecuencia y armónicos de mayor amplitud en las bandas laterales a la frecuencia de conmutación.

Operar en la región de sobremodulación no es deseable para este tipo de convertidores, ya que se presenta una alta distorsión armónica en la corriente, además de que no se puede asegurar que se transfiera toda la potencia activa de un convertidor a otro, y el factor de potencia no es unitario.

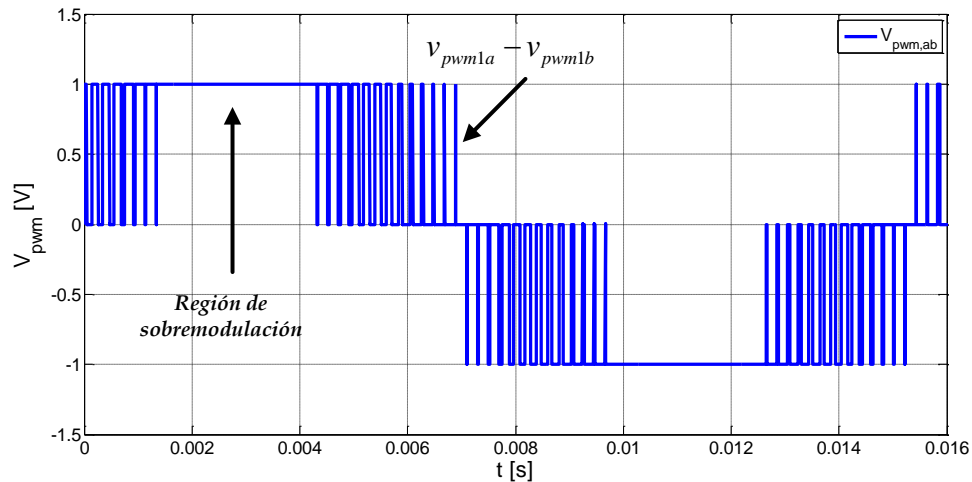


Figura A.2. Voltaje PWM entre líneas con sobremodulación.

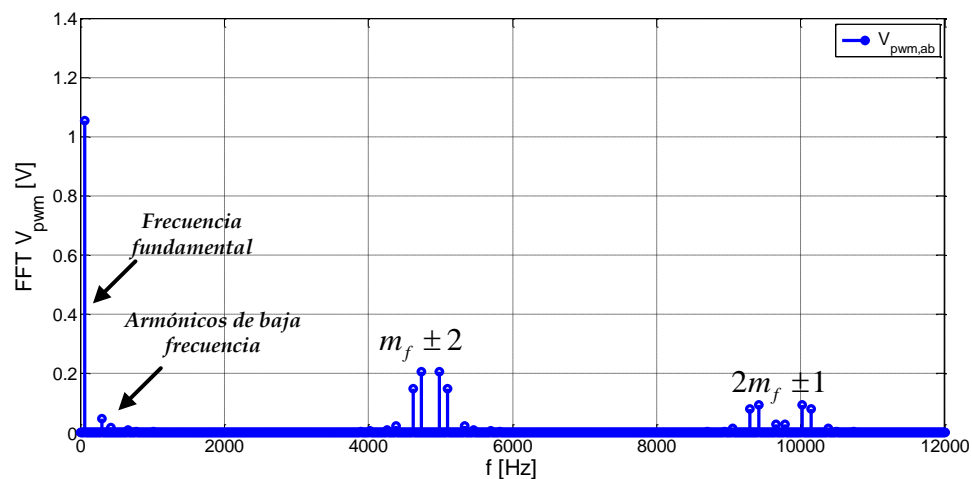


Figura A.3. Espectro en frecuencia del voltaje PWM con armónicos de baja frecuencia.

Anexo B

B.I Sintonización de los lazos de control

En la sección II.3 se describe la estrategia de control empelada y las ecuaciones dinámicas de los lazos internos y externos de los convertidores VSC1 y VSC2. El método que se utiliza para sintonizar los controladores de los lazos está basado en el desacoplo de anchos de banda, lo cual permite garantizar el buen desempeño de los convertidores. En el documento se presentan diferentes parámetros de operación del convertidor: el convertidor con la máquina doblemente alimentada y el convertidor del prototipo experimental. En este anexo se presenta la sintonización de los controladores de los casos analizados en los capítulos III y IV. Cabe mencionar que las ganancias de los controladores son las mismas que se utilizan para la máquina doblemente alimentada y las utilizadas en el prototipo experimental, esto debido a que el caso nominal estudiado que se presenta en la sección III.3 con los parámetros nominales del convertidor de la Tabla III.1, describe un punto de operación superior al experimental con lo cual se pueden utilizar las mismas ganancias para puntos de operación menores al nominal del capítulo III.

B.I.1 Sintonización de los lazos internos de corriente

Como se menciona en el capítulo II los lazos internos deben estar separados una década por debajo de la frecuencia de conmutación; de acuerdo a esto en la Tabla III.1 se presentan los parámetros del convertidor. A partir del criterio de *Routh-Hurwitz* los lazos internos del convertidor VSC1 deben se $k_p < 0$ y $k_i < 0$ para asegurar la estabilidad, el cual establece que; *“un sistema es estable si y sólo si todos sus polos en lazo cerrado están ubicados en el semiplano izquierdo del plano complejo”* [44].

Tabla B.1 Parámetros del generador doblemente alimentado y del convertidor CA/CD/CA

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
L_S	27.14mH	f_{VSC1}	60Hz
R_S	5.38Ω	f_{sw}	4980Hz
L_R	29.54mH	C_{bus}	2200μF
R_R	5.79Ω	L_1	10.6mH
L_M	150mH	R_1	0.248Ω
Polos	4	V_{abc}	127V _{rms}
n_{sinc}	1800rpm	V_{bus}	600V

La dinámica de la corriente está dada por la ecuación:

$$\begin{aligned} \frac{i_{a-d}(s)}{i_{a-d,ref}(s)} &= \frac{-k_p V_{bus_ref} s - k_i V_{bus_ref}}{2U_T L_1 s^2 - k_p V_{bus_ref} s - k_i V_{bus_ref}} \\ \frac{i_{a-q}(s)}{i_{a-q,ref}(s)} &= \frac{-k_p V_{bus_ref} s - k_i V_{bus_ref}}{2U_T L_1 s^2 - k_p V_{bus_ref} s - k_i V_{bus_ref}} \end{aligned} \quad (B.1)$$

Sustituyendo los parámetros de la Tabla B.1 tal que la frecuencia de conmutación es $f_{sw} = 4980Hz$, para la sintonización de los controladores PI se selecciona un valor tal que la ganancia proporciona un ancho de banda al menos una década inferior a la frecuencia de conmutación, cumpliendo con el criterio de estabilidad de *Roth-Hurtwitz*. Proponiendo $k_p = -0.5$ y $k_i = -100$ para el lazo interno del convertidor VSC1, la frecuencia de corte se ubica a 498Hz como se muestra en la figura B.1.

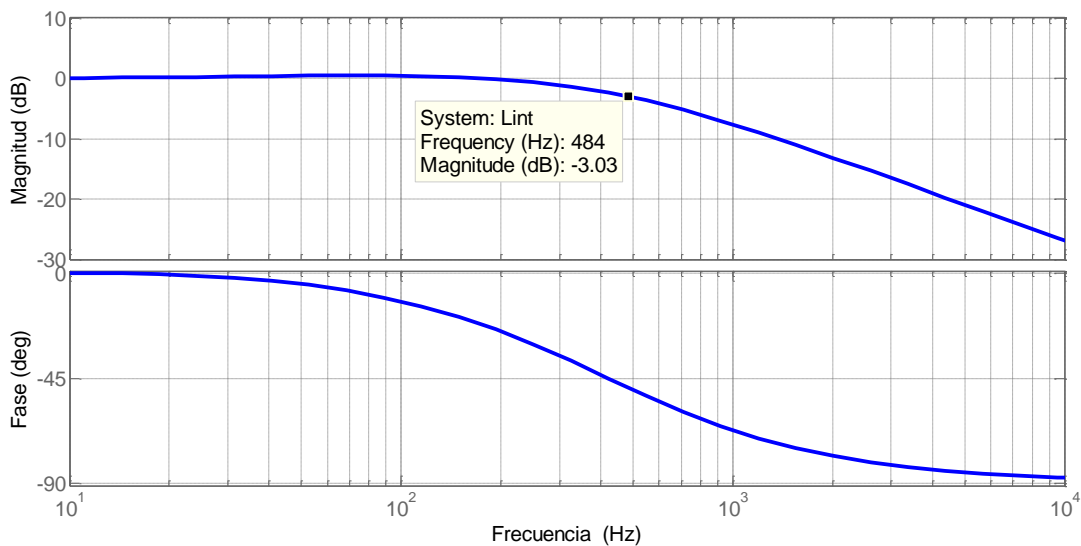


Figura B.1. Frecuencia de corte de la función de transferencia en lazo cerrado para el lazo interno de corriente de VSC1.

Utilizando el mismo criterio para el lazo interno del convertidor VSC2, y teniendo como parámetro la inductancia del rotor de la máquina L_R y considerando que $k_p > 0$ y $k_i > 0$ para cumplir con el criterio de estabilidad de *Routh-Hurwitz*, se propone que $k_p = 1.4$ y $k_i = 280$ para el lazo interno del convertidor VSC2, ubicando la frecuencia de corte en 498Hz como lo muestra la figura B.2.

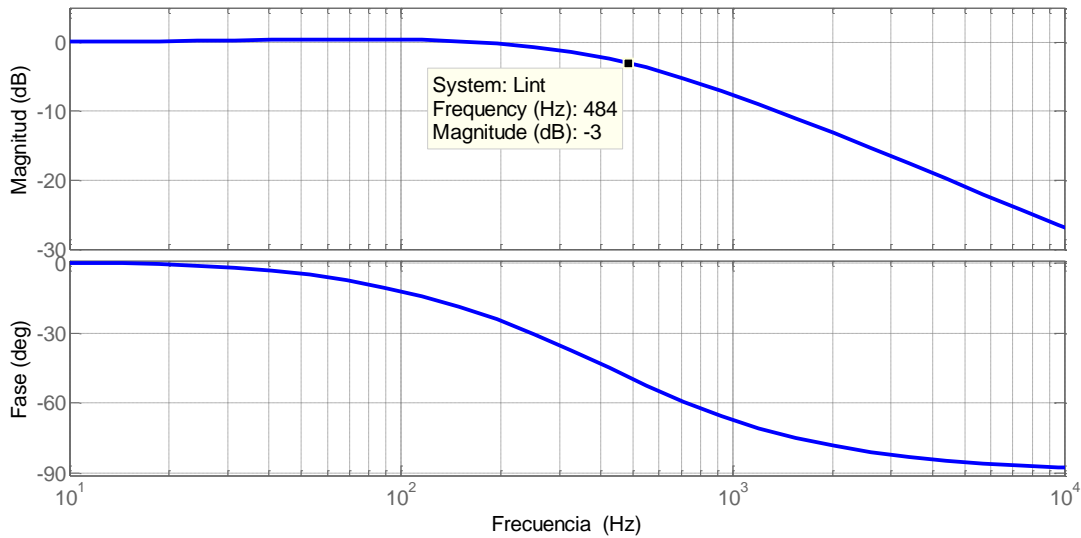


Figura B.2. Frecuencia de corte de la función de transferencia en lazo cerrado para el lazo interno de corriente de VSC2.

B.I.2 Sintonización de los lazos externos

Debido a que la dinámica de los lazos externos es más lenta, éstos deben ser diseñados considerando que la frecuencia de corte debe de estar una década por debajo de la frecuencia de corte de los lazos internos. De acuerdo a esto y como fue mencionado en el capítulo II, el lazo externo del bus de CD se encarga de mantener la transferencia de potencia entre un convertidor y otro, además de que debe de estar regulado ante cualquier cambio de carga. Para sintonizar el lazo del bus de CD $k_{p_vbus} > 0$ y $k_{i_vbus} > 0$ donde la función de transferencia es:

$$\frac{v_{bus}(s)}{v_{bus_ref}(s)} = \frac{k_{p_vbus}v_{a_d}s + k_{i_vbus}v_{a_d}}{2C_{bus}v_{bus_ref}s^2 + k_{p_vbus}v_{a_d}s + k_{i_vbus}v_{a_d}} \quad (\text{B.2})$$

Proponiendo que $k_{p_vbus} = 1$ y $k_{i_vbus} = 100$ para el lazo externo del bus de CD, tal que cumpla con el criterio de estabilidad de *Routh-Hurwitz*, y ubicando la frecuencia de corte aproximadamente a 23Hz , se logra la figura B.3.

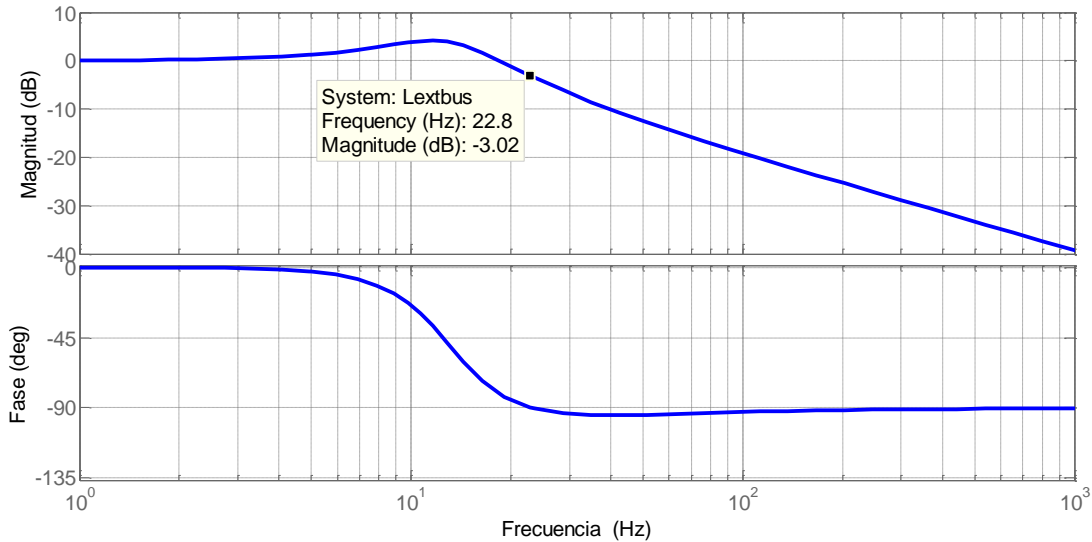


Figura B.3. Frecuencia de corte de la función de transferencia en lazo cerrado para el bus de CD.

El mismo criterio se utiliza para los lazos de potencias activa y reactiva de los lazos externos de los convertidores VSC1 y VSC2; las funciones de transferencia de éstos son:

$$\begin{aligned} \frac{P(s)}{P_{ref}(s)} &= \frac{3k_{p_P}v_d s + 3k_{i_P}v_d}{(3k_{p_P}v_d + 2)s + 3k_{i_P}v_d} \\ \frac{Q(s)}{Q_{ref}(s)} &= \frac{-3k_{p_Q}v_d s - 3k_{i_Q}v_d}{(-3k_{p_Q}v_d + 2)s - 3k_{i_Q}v_d} \\ \frac{Q_a(s)}{Q_{a_ref}(s)} &= \frac{-k_{p_Q}v_d s - k_{i_Q}v_d}{(-k_{p_Q}v_d + 2)s - k_{i_Q}v_d} \end{aligned} \quad (B.3)$$

El convertidor VSC2 se encarga del control del flujo de potencia entre VSC1 y VSC2, proporcionando las referencias de corriente hacia los lazos internos de VSC2. Al igual que los casos anteriores, se propone una ganancia tal que cumpla con los criterios de estabilidad, y considerando que la dinámica de los lazos de potencia al igual que el del bus de CD es más lenta, la frecuencia de corte de los controladores debe estar una década por debajo de la frecuencia de corte del lazo externo para poder desacoplar los anchos de banda. Los términos de las ganancias para los lazos de potencia se calculan a partir de las ecuaciones (2.23) y (2.24) del capítulo II. Para sintonizar el lazo externo de potencia activa $k_{p_P} > 0$ y $k_{i_P} > 0$, y para el lazo de potencia reactiva $k_{p_Q} > 0$ y $k_{i_Q} < 0$. Proponiendo que $k_{p_P} = 0.4 \times 10^{-6}$ y $k_{i_P} = 1.277$ para el lazo externo de potencia activa del

convertidor VSC2, tal que cumpla con el criterio de estabilidad de *Routh-Hurtwitz* y ubicando la frecuencia de corte aproximadamente a 50Hz , se obtiene el comportamiento de la figura B.4.

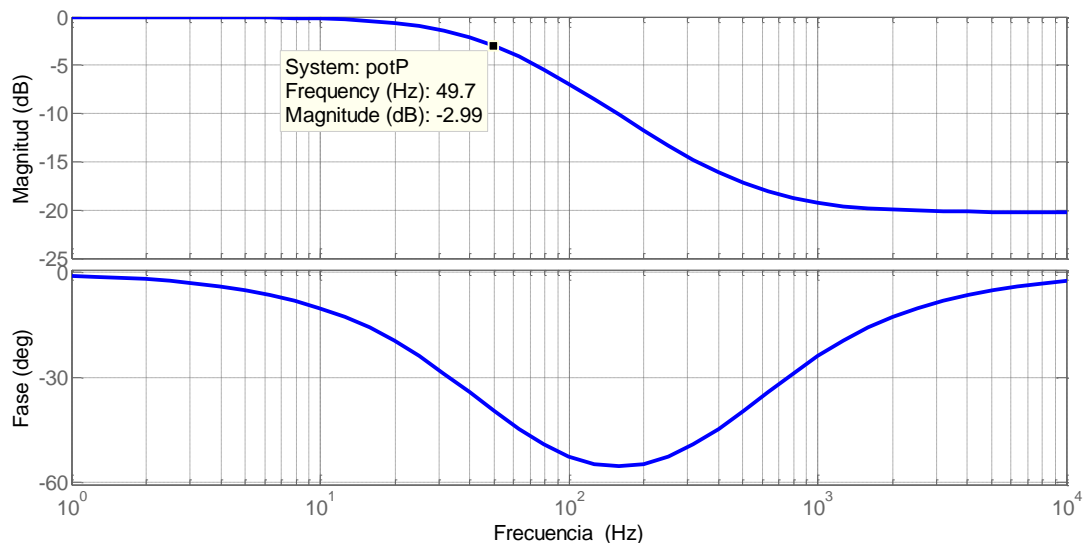


Figura B.4. Frecuencia de corte de la función de transferencia en lazo cerrado del lazo externo de potencia activa.

Finalmente, proponiendo que $k_{p_Q} = 0.4 \times 10^{-6}$ y $k_{i_Q} = -1.023$ para el lazo externo de potencia reactiva del convertidor VSC1 y a VSC2 tal que cumpla con el criterio de estabilidad de *Routh-Hurtwitz*, y ubicando la frecuencia de corte a 50Hz , se obtiene la figura B.5.

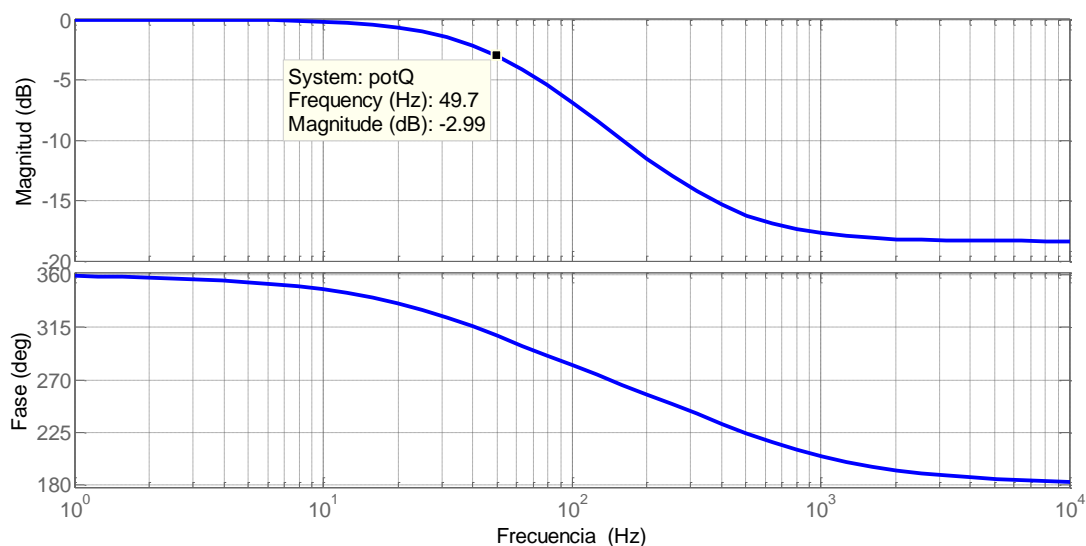


Figura B.5. Frecuencia de corte de la función de transferencia en lazo cerrado del lazo externo de potencia reactiva.

Anexo C

C.I Método de componentes simétricas

El método de las componentes simétricas prueba que un sistema desbalanceado de n fasores relacionados, se pueden resolver con n subsistemas de n fasores balanceados, los cuales son llamados componentes simétricas [23]. De acuerdo al teorema de Fortescue, tres fasores desbalanceados de un sistema trifásico se puede descomponer en tres sistemas de fasores, cada uno con tres componentes balanceadas denominada componente de secuencia positiva, negativa y cero. En la figura C.1 se muestra la representación vectorial de las componentes simétricas de un sistema de tres fases desbalanceadas donde X representa la tensión o la corriente según sea el caso de estudio.

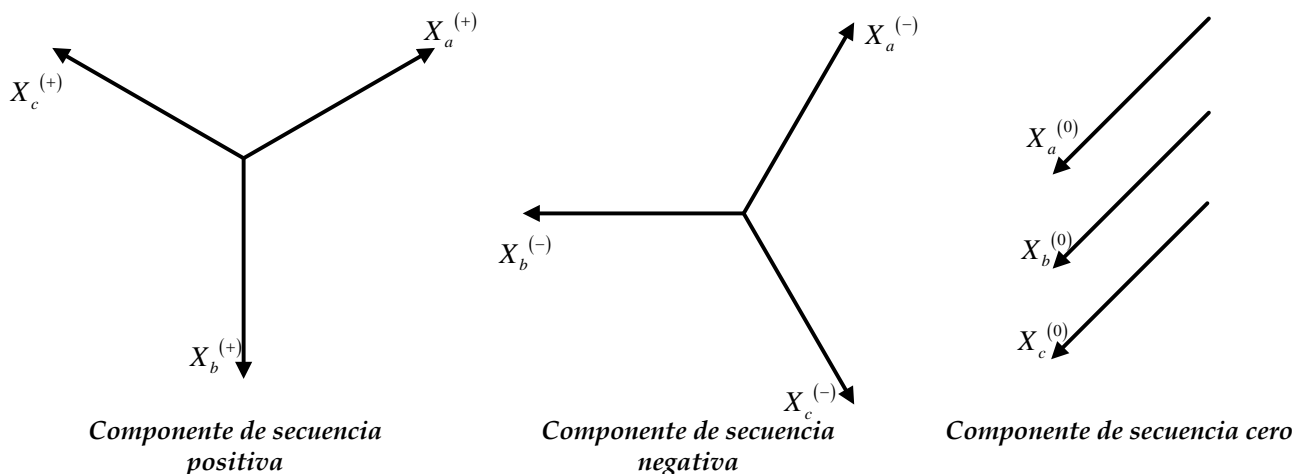


Figura C.1. Componentes simétricas de secuencia positiva, negativa y cero.

Aplicar este método a un sistema trifásico desbalanceado descomponiéndose en un sistema de tres componentes balanceadas, matemáticamente se puede representar las tensiones reales con la suma de los tres términos de la secuencia positiva, negativa y cero, es decir:

$$\begin{aligned} X_a &= X_a^{(+)} + X_a^{(-)} + X_a^{(0)} \\ X_b &= X_b^{(+)} + X_b^{(-)} + X_b^{(0)} \\ X_c &= X_c^{(+)} + X_c^{(-)} + X_c^{(0)} \end{aligned} \quad (C.1)$$

Considerando el operador $a = 1\angle 120^\circ$ se tiene que:

$$\begin{aligned} X_a^{(0)} &= X_b^{(0)} = X_c^{(0)} \\ X_b^{(+)} &= a^2 X_a^{(+)} \\ X_c^{(+)} &= a X_a^{(+)} \\ X_b^{(-)} &= a X_a^{(-)} \\ X_c^{(-)} &= a^2 X_a^{(-)} \end{aligned} \quad (C.2)$$

Representando (C.2) de forma matricial se tiene:

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_a^{(0)} \\ X_a^{(+)} \\ X_a^{(-)} \end{bmatrix} \quad (C.3)$$

Aplicando la transformada inversa de (C.3) se tiene:

$$\begin{bmatrix} X_a^{(0)} \\ X_a^{(+)} \\ X_a^{(-)} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (C.4)$$

De la ecuación (C.4) se puede determinar que no existen componentes de secuencia cero si la suma de las fases a , b y c es cero. Esto de acuerdo a que la suma de las señales entre líneas siempre es cero independientemente del desbalance; por otro lado la suma fasorial de la señal de línea a neutro no es necesariamente cero y las tensiones pueden tener componentes de secuencia cero para el caso del voltaje.

Para la corriente, las componentes de secuencia positiva y negativa no fluyen hacia el neutro ya que dichos sistemas están balanceados y la suma vectorial es cero. Sin embargo esto no sucede con la componente de secuencia cero ya que se encuentran en la misma fase, de acuerdo a esto la

componente de secuencia cero siempre fluyen hacia el neutro, tal que en un sistema desbalanceado existe corriente en el neutro del sistema.

C.II Componentes simétricas en el marco de referencia $dq0$

Representando (C.1) en el dominio del tiempo se tiene que:

$$\begin{aligned}x_a &= b^{(+)} \text{sen}(\omega t + \varphi^{(+)}) + b^{(-)} \text{sen}(\omega t + \varphi^{(-)}) + b^{(0)} \text{sen}(\omega t + \varphi^{(0)}) \\x_b &= b^{(+)} \text{sen}(\omega t - 120^\circ + \varphi^{(+)}) + b^{(-)} \text{sen}(\omega t - 240^\circ + \varphi^{(-)}) + b^{(0)} \text{sen}(\omega t + \varphi^{(0)}) \\x_c &= b^{(+)} \text{sen}(\omega t - 240^\circ + \varphi^{(+)}) + b^{(-)} \text{sen}(\omega t - 120^\circ + \varphi^{(-)}) + b^{(0)} \text{sen}(\omega t + \varphi^{(0)})\end{aligned}\quad (\text{C.5})$$

Donde $b^{(+)}$, $b^{(-)}$ y $b^{(0)}$ corresponden a las magnitudes de la componente de secuencia positiva, negativa y cero. Además $\varphi^{(+)}$, $\varphi^{(-)}$ y $\varphi^{(0)}$ son los ángulos resultantes en cada una de las secuencias y dependen del grado de desbalance. De acuerdo a (C.5) y aplicando la transformada $dq0$ a través de (1.9) del capítulo I se obtiene las ecuaciones descriptivas de un sistema desbalanceado en magnitud y fase en el marco de referencia síncrono, como se muestra a continuación:

$$\begin{aligned}x_d &= b^{(+)} \cos(\varphi^{(+)}) - b^{(-)} \cos(2\omega t + \varphi^{(-)}) \\x_q &= b^{(+)} \text{sen}(\varphi^{(+)}) + b^{(-)} \text{sen}(2\omega t + \varphi^{(-)}) \\x_0 &= b^{(0)} \text{sen}(\omega t + \varphi^{(0)})\end{aligned}\quad (\text{C.6})$$

Con la ecuación (C.6) se puede observar que existe el mapeo de la componente en d con un nivel de CD característico de un sistema síncrono, sin embargo el nivel de CD de la componente en d , depende de la magnitud de la componente de secuencia positiva y el ángulo que presenta en dicha componente; además existe un rizo al doble de la frecuencia fundamental a la que este operando el sistema. Por otro lado la componente en q presenta el mismo comportamiento que la componente en d , sólo que desfasada 90° . Finalmente, se presenta una componente de secuencia cero, sin embargo ésta se encuentra a la frecuencia de la fundamental y sin ningún nivel de CD, debido a que las señales que generan componente de secuencia cero se encuentran en la misma fase.

C.III Ejemplo numérico

Se presenta un ejemplo numérico para visualizar los desbalances en magnitud y fase a partir de las componentes simétricas en el marco de referencia abc y en el marco de referencia dq .

Considerando un sistema trifásico balanceado con magnitudes iguales y desfasadas entre ellas 120° como se observa en la figura C.2, se tiene que:

$$\begin{aligned} X_a &= 1\angle 0^\circ \\ X_b &= 1\angle -120^\circ \\ X_c &= 1\angle -240^\circ \end{aligned}$$

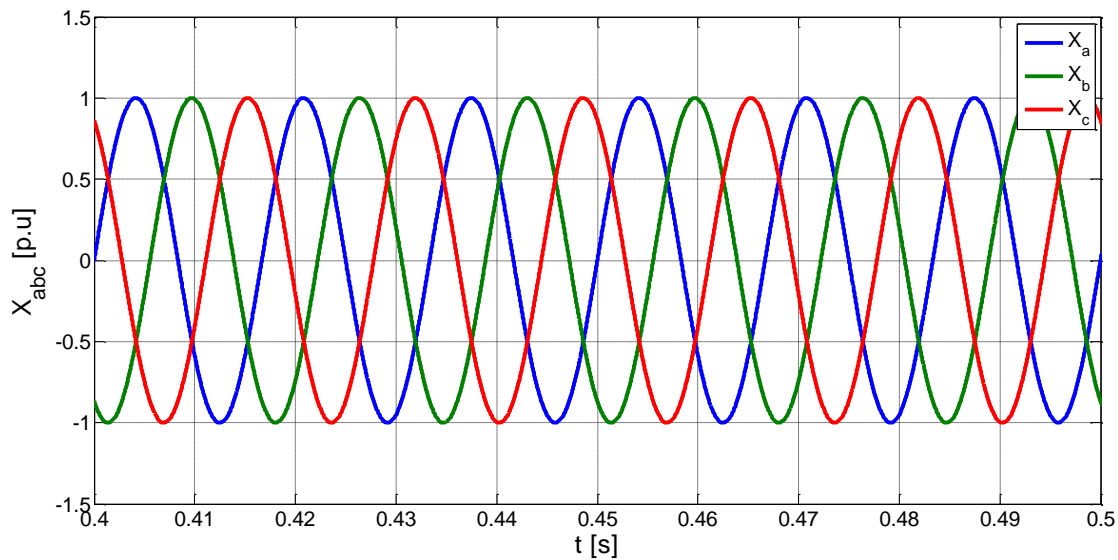


Figura C.2. Sistema de señales trifásicas balanceadas desfasadas 120° .

Aplicando (C.4) para obtener la representación de las componentes simétricas se obtiene:

$$\begin{bmatrix} X_a^{(0)} \\ X_a^{(+)} \\ X_a^{(-)} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1\angle 0^\circ \\ 1\angle -120^\circ \\ 1\angle -240^\circ \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} X_a^{(0)} \\ X_a^{(+)} \\ X_a^{(-)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1\angle 0^\circ \\ 0 \end{bmatrix}$$

Como se puede observar, para un sistema trifásico balanceado en magnitud y fase sólo existe la componente de secuencia positiva. Representando el mismo sistema en el marco de referencia $dq0$ en función de las componentes simétricas de (C.6) se puede determinar que valores tienen las componentes y ver la señal que se obtiene en el marco de referencia síncrono como se muestra en la figura C.3. Para el sistema balanceado anterior, se tiene que $X_a^{(+)} = 1\angle 0^\circ$ y $X_a^{(0)} = X_a^{(-)} = 0$ por lo que en el marco de referencia $dq0$:

$$\begin{aligned}x_d &= 1 \\x_q &= 0 \\x_0 &= 0\end{aligned}$$

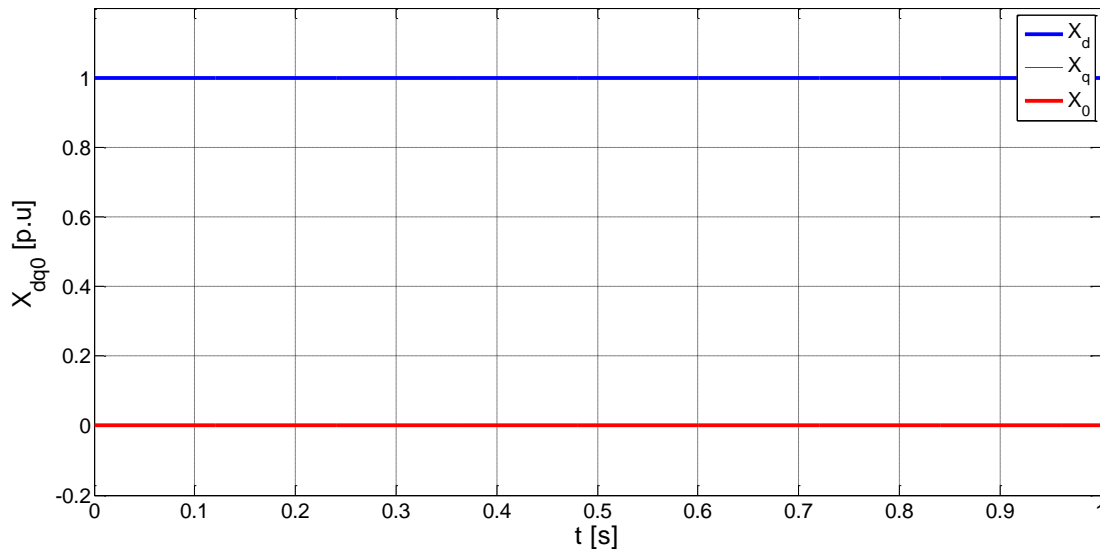


Figura C.3. Representación en el marco de referencia $dq0$ a partir de las componentes simétricas.

De acuerdo a lo anterior, el mapeo de un sistema trifásico balanceado abc al mapeo $dq0$ en componentes simétricas corresponde directamente a la transformación de *Park* de la ecuación (1.9) donde sólo existe la componente d en un sistema trifásico balanceado.

Ahora, considerando una caída en magnitud de 0.7p.u de la fase a y las fases b y c en sus valores nominales y sin desbalance de fase como se muestra en la figura C.4, tal que:

$$\begin{aligned}X_a &= 0.7\angle 0^\circ \\X_b &= 1\angle -120^\circ \\X_c &= 1\angle -240^\circ\end{aligned}$$

Y aplicando (C.4) para obtener la representación de las componentes simétricas se obtiene:

$$\begin{bmatrix} X_a^{(0)} \\ X_a^{(+)} \\ X_a^{(-)} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0.7\angle 0^\circ \\ 1\angle -120^\circ \\ 1\angle -240^\circ \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} X_a^{(0)} \\ X_a^{(+)} \\ X_a^{(-)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.1\angle 180^\circ \\ 0.9\angle 0^\circ \\ 0.1\angle 180^\circ \end{bmatrix}$$

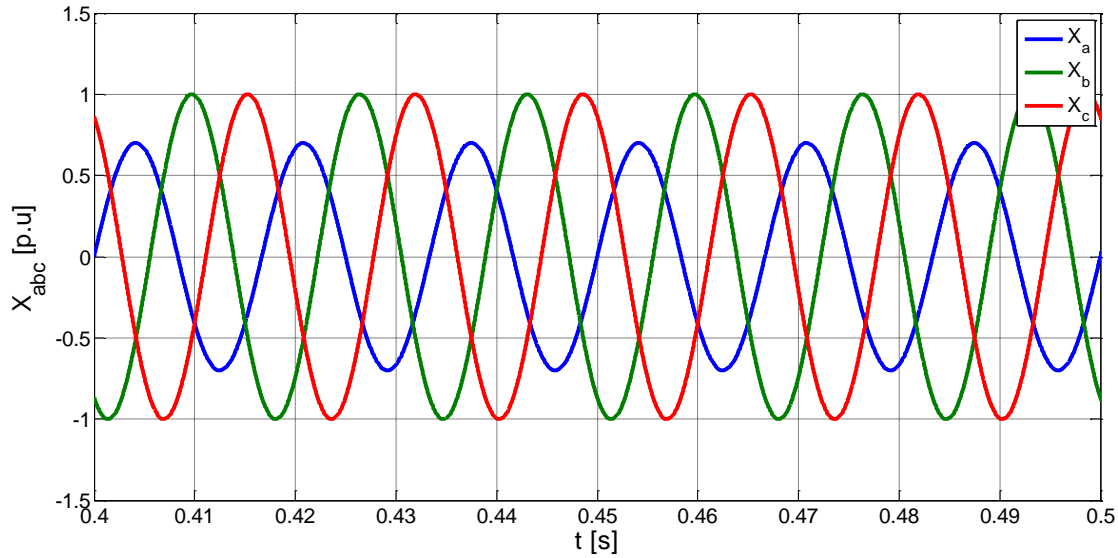


Figura C.4. Caída en magnitud de la fase a .

Representando el sistema en el marco de referencia $dq0$ en función de las componentes simétricas de (C.6) se puede determinar que valores tienen las componentes y ver la señal que se obtiene en el marco de referencia síncrono como se muestra en la figura C.5. Para el sistema desbalanceado en magnitud del caso anterior se tiene las componentes síncronas siguientes:

$$x_d = 0.9 - 0.1\cos(2\omega t + 180^\circ)$$

$$x_q = 0.1\text{sen}(2\omega t + 180^\circ)$$

$$x_0 = 0.1\text{sen}(\omega t + 180^\circ)$$

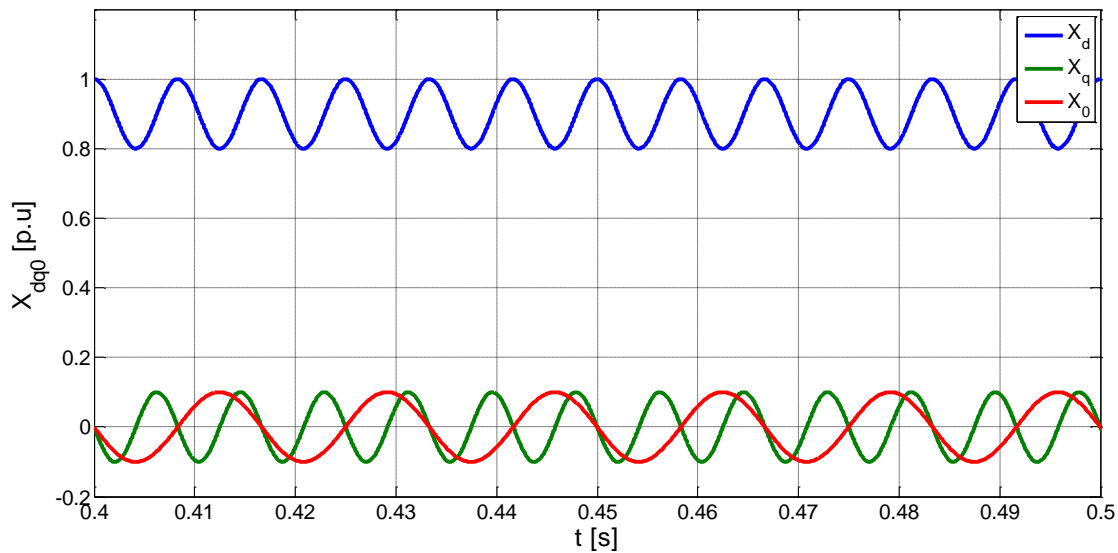


Figura C.5. Representación en el marco de referencia $dq0$ a partir de las componentes simétricas.

Como se muestra en la figura anterior se presenta un rizo al doble de la frecuencia fundamental en las componentes d y q , además la amplitud del rizo lo dicta la descomposición de las componentes simétricas en el marco de referencia abc . Por otro lado la componente cero se mantiene a la frecuencia de la fundamental y la amplitud del rizo depende de igual manera de la descomposición de las componentes simétricas.

Finalmente se considera un sistema desbalanceado en magnitud y fase como se muestra en la figura C.6, tal que la magnitud y fase trifásicas son:

$$X_a = 0.7 \angle -25^\circ$$

$$X_b = 1 \angle -150^\circ$$

$$X_c = 1 \angle -270^\circ$$

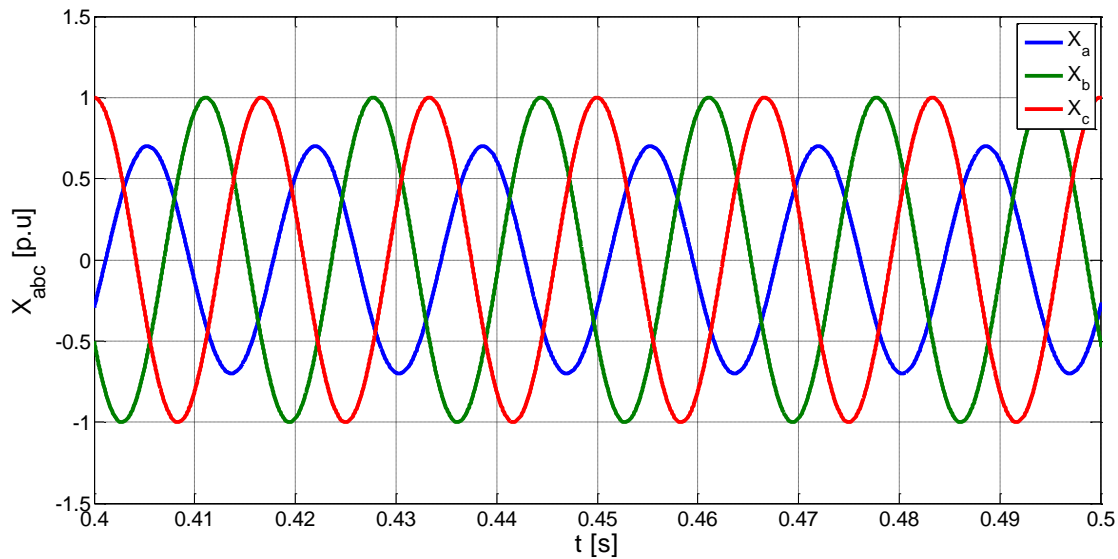


Figura C.6. Desbalance de magnitud y fase de un sistema trifásico.

Y aplicando (C.4) para obtener la representación de las componentes simétricas se obtiene:

$$\begin{bmatrix} X_a^{(0)} \\ X_a^{(+)} \\ X_a^{(-)} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0.7 \angle -25^\circ \\ 1 \angle -150^\circ \\ 1 \angle -270^\circ \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} X_a^{(0)} \\ X_a^{(+)} \\ X_a^{(-)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.1029 \angle 138.60^\circ \\ 0.8993 \angle -28.70^\circ \\ 0.1029 \angle 138.60^\circ \end{bmatrix}$$

Representando el sistema en el marco de referencia $dq0$ en función de las componentes simétricas de (C.6) se puede determinar que valores tienen las componentes y ver la señal que se obtiene en el marco de referencia síncrono como se muestra en la figura C.7. Para el sistema desbalanceado en magnitud y fase del caso anterior se tiene las componentes síncronas siguientes:

$$\begin{aligned}x_d &= 0.7888 - 0.1029\cos(2\omega t + 138.60^\circ) \\x_q &= -0.4318 + 0.1029\sen(2\omega t + 138.60^\circ) \\x_0 &= 0.1029\sen(\omega t + 138.60^\circ)\end{aligned}$$

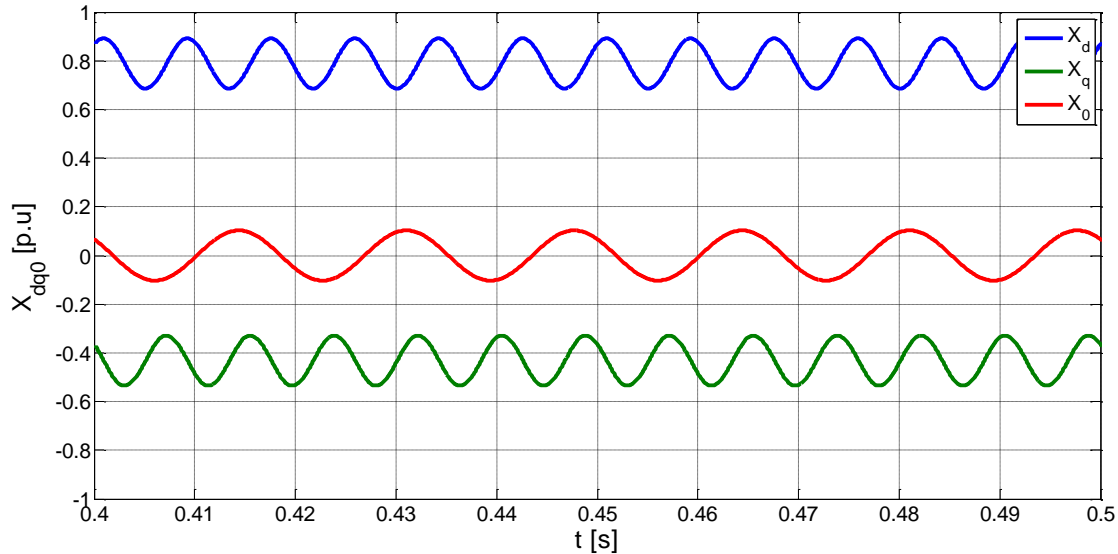


Figura C.7. Representación en el marco de referencia $dq0$ a partir de las componentes simétricas.

En la figura C.7, se puede observar que se presenta un rizo al doble de la frecuencia fundamental además desfasado 138° con un nivel de CD en la componente d que depende de la secuencia positiva y la magnitud del rizo de la componente de secuencia negativa. Por otro lado, a diferencia del caso anterior donde sólo se presenta desbalance en magnitud, la componente en q presenta un nivel de CD, esto debido a que las señales no se encuentran sincronizadas en 0° , presentando un rizo al doble de la frecuencia de la fundamental donde la magnitud depende de la secuencia negativa de las componentes simétricas. La componente de secuencia cero en el marco de referencia $dq0$ depende directamente de la componente de la secuencia cero de las componentes simétricas.

Bibliografía

- [1] World Wind Energy Association 23 Oct. 2012 < <http://www.wwindea.org/home/index.php> >.
- [2] Muller, S.; Deicke, M.; De Doncker, R.W.; , "Adjustable speed generators for wind turbines based on doubly-fed induction machines and 4-quadrant IGBT converters linked to the rotor ," *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE* , vol.4, pp.2249-2254 vol.4, Oct. 2000.
- [3] Datta, R.; Ranganathan, V.T.; , "Variable-speed wind power generation using doubly fed wound rotor induction machine-a comparison with alternative schemes," *Energy Conversion, IEEE Transactions on* , vol.17, no.3, pp. 414- 421, Sept. 2002.
- [4] Herskind, C,. "Grid Controlled Rectifiers and Inverters," in AIEE American Institute of Electrical Engineers, vol. 53, pp. 926-935. Dec. 1934.
- [5] Cramer, F. W., Morgon, L. W. and Darling, A. G., "The electronic converter for exchange of power," in AIEE American Institute of Electrical Engineers, vol. 63, pp. 1059-1069. Dec. 1944.
- [6] Shokooh, F.; Tan, O.T.; , "Transient Modeling of Synchronous Machine-Transformer-SCR Bridge," *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on* , vol.AES-16, no.3, pp.338-348, May. 1980.
- [7] Hu Zhaoqing, Mao Chengxiong, Lu Jiming, "A Novel Control Strategy for VSC Based HVDC in Multi Machine Power Systems" *Journal of Electrical and Electronics Engineering*, vol. 4, p.p. 1183 - 1190. 2004.
- [8] Gengyin Li, Zhou Ming, Jie He, Guangkai Li and Haifeng Liang, "Power Flow Calculation of Power Systems Incorporating VSC-HVDC," in 2004 IEEE Proc. Power System Technology, vol. 2, pp. 1562-1567. July. 2005.

- [9] Bahrman, M. P. and Johnson B.K., "The ABCs of HVDC Transmission Technology," in IEEE Power & Energy Magazine, vol. 5, pp. 32-44, March/April 2007.
- [10] ABB May 2012 <<http://www.abb.com/search.aspx?q=hvdc%20power%20transmission> >.
- [11] Rubilar, I.A.; Espinoza, J.R.; Munoz, J.A.; Moran, L.A.; , "DC Link Voltage Unbalance Control in Three-Phase UPQCs based on NPC Topologies," *Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE* , pp.597-602, 23-27 Sept. 2007.
- [12] Mufioz, J.A.; Reyes, J.R.; Espinoza, J.R.; Rubilar, I.A.; Moran, L.A.; , "A Novel Multi-Level Three-Phase UPQC Topology based on Full-Bridge Single-Phase Cells," *Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE* , vol., no., pp.1787-1792, 5-8 Nov. 2007.
- [13] Fujita, H.; Akagi, H.; , "The unified power quality conditioner: The integration of series active filters and shunt active filters," *Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record., 27th Annual IEEE* , vol.1, pp.494-501 vol.1, 23-27 Jun. 1996.
- [14] Perez, J.; Cardenas, V.; Moran, L.; Nunez, C.; , "Single-Phase AC-AC Converter Operating as a Dynamic Voltage Restorer (DVR)," *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on* , pp.1938-1943, 6-10 Nov. 2006.
- [15] Gonzalez, M.; Cardenas, V.; Moran, L.; Espinoza, J.; , "Selecting between linear and nonlinear control in a dynamic voltage restorer," *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE* , vol., no., pp.3867-3872, 15-19 June. 2008.
- [16] Hagiwara, M.; Fujita, H.; Akagi, H.; , "Performance of a self-commutated BTB HVDC link system under a single-line-to-ground fault condition," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.18, no.1, pp. 278- 285, Jan. 2003.
- [17] Hagiwara, M.; Wada, K.; Fujita, H.; Akagi, H.; , "Dynamic Behavior of a 21-Level BTB-Based Power-Flow Controller Under Single-Line-to-Ground Fault Conditions," *Industry Applications, IEEE Transactions on* , vol.43, no.5, pp.1379-1387, Sept. 2007.
- [18] Perez-Ramirez, J.; Cardenas, V.; Miranda, H.; Espinosa-Perez, G.; "Generalized DC voltage regulation strategy for $n:1$ relation cascade H-bridge converter-based STATCOM," *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE* , pp.2985-2990, 20-24 Sept. 2009.
- [19] John J. Grainger, William D. Stevenson, Jr. "Análisis de Sistemas de Potencia". ISBN 970-10-0908-9.
- [20] Hart, D. W., "Electrónica de potencia," Pearson-Prentice Hall, pp. 243, 2001.

- [21] Holmes, D. G. and Lipo, T. A. "Pulse Width Modulation For Power Converters - Principles and Practice," IEEE Series on Power Engineering, pp. 14-17, 2003.
- [22] Rosas Hernández, Emanuel, "Análisis de una celda regenerativa monofásica para el control del flujo bidireccional de potencia," Tesis de maestría, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, Febrero 2010.
- [23] M. A. González. "Estudio de la Transformación dq para el Cálculo de Potencia Activa y Reactiva en Filtros Activos de Corriente para Cancelación Armónica", Tesis de Maestría, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, 2004.
- [24] Janeth A. Alcalá Rodríguez. "Estudio de convertidores Back-to-Back", Tesis de Doctorado, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, 2012.
- [25] Mohan, U. R., "Power Electronics: Converters, Applications and Design," Third Edition.
- [26] Kazmierkowski, M. P., Krishnan, R. and Blaabjerg, F., "Control in Power Electronics-Selected Problems," Academic Press Series in Engineering, 2002.
- [27] IEEE std 1100-1999, "IEEE Recommended Practice for Powering and Grounding Electronic Equipment".
- [28] IEC 61000-1-1 "Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 1: General - Section 1: Application and interpretation of fundamental definitions and terms".
- [29] Bollen, Math H.J. (2000). "Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions". New York: IEEE Press.
- [30] Roger C. Dugan, Mark F. McGranham, H. Wayne Beaty, "Electrical Power Systems Quality", McGraw-Hill.
- [31] IEEE Std 1159™-2009, IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality, 1995.
- [32] Glover, J. Duncan. Sarma, Mulukutla S. Sistemas de potencia, análisis y diseño, 3a. edición.
- [33] Stephen J. Chapman, Máquinas Eléctricas, cuarta edición, McGraw-Hill.
- [34] Nguyen Phung Quang, Jörg-Andreas Dittich, Vector Control of Three-Phase AC Machines System Development in the Practice, Springer.
- [35] Manfred Stiebler, Wind Energy Systems for Electric Power Generation, Springer.

- [36] Lie Xu; Yi Wang; "Dynamic Modeling and Control of DFIG-Based Wind Turbines Under Unbalanced Network Conditions," *Power Systems, IEEE Transactions on* , vol.22, no.1, pp.314-323, Feb. 2007.
- [37] *Electrical Machines, Drives and Power Systems*, 6th Edition by Wildi, Theodore published by Prentice Hall.
- [38] Jiaqi Liang; Harley, R.G.; "Feed-forward transient compensation control for DFIG wind generators during both balanced and unbalanced grid disturbances," *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE* , pp.2389-2396, 17-22 Sept. 2011.
- [39] Xiangwu Yan; Venkataramanan, G.; Yang Wang; Qing Dong; Bo Zhang; , "Grid-Fault Tolerant Operation of a DFIG Wind Turbine Generator Using a Passive Resistance Network," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.26, no.10, pp.2896-2905, Oct. 2011.
- [40] Luna, A.; Lima, K.; Corcoles, F.; Watanabe, E.; Rodriguez, P.; Teodorescu, R.; "Control of DFIG-WT under unbalanced grid voltage conditions," *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE* , vol., no., pp.370-377, 20-24 Sept. 2009.
- [41] Magueed, F.A.; Svensson, J.; Sannino, A.; , "Transient performance of voltage source converter connected to grid through LCL-filter under unbalanced voltage conditions," *Power Tech, 2005 IEEE Russia* , vol., no., pp.1-7, 27-30 June 2005.
- [42] Baier, C.R.; Espinoza, J.R.; Moran, L.A.; Sepulveda, C.A.; Landaeta, L.M.; , "A convenient form to connect single-phase cells to multi-pulse transformers in unbalanced systems," *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE* , vol., no., pp.3748-3753, 15-19 June 2008.
- [43] Thanh Hai Nguyen; Dong-Choon Lee; , "Control of three-phase grid converters based on composite observer for unbalanced and distorted grid voltage," *Industrial Electronics (ISIE), 2012 IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.1874-1879, 28-31 May 2012.
- [44] Ogata, K. "Ingeniería de Control Moderna," Prentice-Hall, 2003.