
UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ

FACULTAD DE INGENIERÍA

CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y ESTUDIOS DE POSGRADO



**DISEÑO DE UN CONVERTIDOR DIODOS DE
ENCLAVAMIENTO EN CONFIGURACIÓN BACK TO BACK
PARA SISTEMAS DE TRANSMISIÓN EN ALTO VOLTAJE Y
CORRIENTE DIRECTA**

Tesis que para obtener el grado de:

Maestro en ingeniería eléctrica

Opción: Control automático

Presenta:

Ing. Jorge Isaac González Torres

Asesor:

Dr. Homero Miranda Vidales

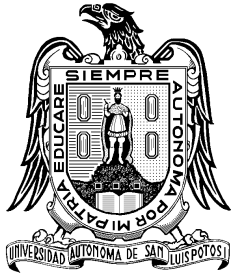
Universidad Autónoma de San Luis Potosí

Facultad de Ingeniería

Centro de Investigación y Estudios de Posgrado

Maestría en Ingeniería Eléctrica

Opción: Control Automático



DISEÑO DE UN CONVERTIDOR DIODOS DE ENCLAVAMIENTO EN CONFIGURACIÓN BACK TO BACK PARA SISTEMAS EN TRANSMISIÓN DE ALTO VOLTAJE Y CORRIENTE DIRECTA.

Presenta:

Ing. Jorge Isaac González Torres

Sinodales:

Dr. Homero Miranda Vidales

Asesor

Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo

Revisor

Dr. Ciro Alberto Núñez Gutiérrez

Revisor

Dr. José de Jesús Lira Pérez

Revisor

Dr. Ricardo Álvarez Salas

Suplente

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

Agradecimientos

A mis padres, que siempre han sido ejemplo de estudio y trabajo.

A mi familia, la cual siempre me ha apoyado.

A mis amigos de toda la vida, gracias por su amistad y palabras de aliento.

A mis compañeros, por vivir esta gran experiencia junto conmigo.

A la universidad, a mis profesores y muy especialmente a mi asesor, por mostrarme que el saber nunca tendrá límites.

Y por último al Fondo de Apoyo a la Investigación y al Programa de Mejoramiento del Profesorado, por el financiamiento de este trabajo de tesis a través de los proyectos “C08-FAI-10-17.53” y “PROMEP/103-5/09/7300” .



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA
DE SAN LUIS POTOSÍ

20 de octubre de 2011

Dr. Homero Miranda Vidales
P r e s e n t e.-

De conformidad con las facultades que el H. Consejo Técnico Consultivo otorgó a esta Secretaría, le comunico que ha sido propuesto como Asesor del Trabajo de Tesis que deberá desarrollar el **Ing. Jorge Isaac González Torres**, para obtener el grado de **Maestría en Ingeniería Eléctrica**.

El tema propuesto para dicho trabajo es el siguiente:

“DISEÑO DE UN CONVERTIDOR DIODOS DE ENCLAVAMIENTO EN CONFIGURACIONES BACK TO BACK PARA SISTEMAS DE TRANSMISIÓN EN ALTO VOLTAJE Y CORRIENTE DIRECTA”

Ruego a Usted tomar nota que dicho Tema ha quedado registrado y de que tiene vigencia durante un año a partir de la fecha; si transcurrido ese lapso su asesorado no concluye el trabajo, deberá hacer nuevo trámite de registro.

Suplico proponga a la brevedad posible, al H. Consejo Técnico Consultivo de la Facultad, el Temario con el que desarrollará el Tema propuesto, el cual deberá ser avalado por la Comisión Académica del Posgrado correspondiente.

"MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO"

A T E N T A M E N T E


ING. CARLOS FRANCISCO PUENTE MUÑIZ
SECRETARIO DEL CONSEJO



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA
DE SAN LUIS POTOSÍ
FACULTAD DE INGENIERÍA
SECRETARÍA GENERAL



**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

Copia.-Asesorado
Coordinador Académico del Posgrado
Consejero Maestro del Posgrado
H. CONSEJO TÉCNICO CONSULTIVO
**bcb



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA
DE SAN LUIS POTOSÍ

20 de octubre de 2011

AL ING. JORGE ISAAC GONZÁLEZ TORRES
P R E S E N T E. –

En atención a su solicitud de Tema y Temario, presentada por el **Dr. Homero Miranda Vidales**, 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 20 de octubre del presente año, fue aprobado el Tema y Temario propuesto:

TEMARIO:

“DISEÑO DE UN CONVERTIDOR DIODOS DE ENCLAVAMIENTO EN CONFIGURACIÓN BACK TO BACK PARA SISTEMAS DE TRANSMISIÓN EN ALTO VOLTAJE Y CORRIENTE DIRECTA”

Introducción.

- I. Convertidores multinivel aplicados en sistemas de transmisión.
- II. Modelado matemático del convertidor diodos de enclavamiento.
- III. Estudio e implementación de la técnica de control.
- IV. Análisis de resultados.

Conclusiones y trabajo futuro.

Anexos.

Bibliografía.

“MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO”

ATENTAMENTE

Armando Viramontes Aldana
ING. ARMANDO VIRAMONTES ALDANA
DIRECTOR

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA
DE SAN LUIS POTOSÍ
FACULTAD DE INGENIERÍA
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

'bcb

Lista de Acrónimos

Prefijo	Descripción
<i>abc</i>	Sistema trifásico.
BtB	Back to Back.
<i>DQ0</i>	Marco de referencia síncrono.
CA	Corriente alterna.
CD	Corriente directa.
HVCA	Transmisión de alto voltaje en corriente alterna.
HVCD	Transmisión de alto voltaje en corriente directa.
IGBT	Transistor bipolar de puerta aislada.
LCC	Convertidor conmutado por línea.
NPC	Punto neutral de enclavamiento.
P	Potencia activa.
PWM	Modulación por ancho de pulso.
SPWM	Modulación por ancho de pulso sinusoidal.
PD-SPWM	Modulación por ancho de pulso sinusoidal con disposición de portadoras.
PI	Controlador proporcional más integral.
Q	Potencia reactiva.
RMS	Valor cuadrático medio.
THD	Distorsión armónica total.
VSC	Convertidor fuente de voltaje.
VSC-HVDC	Transmisión de alto voltaje en corriente directa, basado en convertidores fuente de voltaje.

Índice

	Página
Índice	I
Contenido temático	I
Lista de figuras	VIII
Lista de tablas	IX
Resumen	XI
1. Convertidores multinivel aplicados en sistemas de transmisión	1
1.1. Transmisión de alto voltaje en corriente directa	1
1.1.1. HVDC clásico	2
1.1.2. HVDC basado en convertidores fuente de voltaje	3
1.1.3. Características de los sistemas HVDC	3
1.2. Topologías multinivel	5
1.2.1. Clasificación de las topologías multinivel	6
1.2.2. Propiedades de los convertidores multinivel	7
1.2.3. Convertidor diodos de enclavamiento	8
1.3. Técnicas de modulación	10
1.3.1. Clasificación de las técnicas de modulación	11
1.3.2. PWM sinusoidal	11
1.4. Alcance del trabajo	13
2. Modelado matemático del convertidor diodos de enclavamiento	15
2.1. Sistemas de transmisión VSC-HVDC	15
2.1.1. Transmisión VSC-HVDC basada en convertidores NPC	16
2.1.2. Parámetros del sistema VSC-HVDC	17
2.2. Funcionamiento del NPC	18
2.2.1. Análisis cualitativo	18

2.3.	Modelo matemático en abc	20
2.3.1.	Análisis de la sección de CA	21
2.3.2.	Análisis de la etapa de CD	22
2.4.	Modelo matemático en $DQ0$	24
2.4.1.	Propiedades de la transformación de $DQ0$	24
2.4.2.	Mapeo a $DQ0$ de las ecuaciones de corriente	25
2.4.3.	Mapeo a $DQ0$ de las ecuaciones de tensión	26
2.5.	Modelado de la línea de transmisión	27
2.5.1.	Parámetros básicos de la línea de transmisión	28
2.5.2.	Impedancia serie	29
2.6.	Componentes armónicas en la línea de transmisión	31
2.7.	Comportamiento en frecuencia de la etapa de CD	33
2.7.1.	Comportamiento como filtro de primer orden	34
2.7.2.	Comportamiento como filtro de segundo orden	35
2.8.	Validación del modelo matemático	37
2.8.1.	Resultados de simulación del circuito eléctrico	38
2.8.2.	Resultados de simulación del modelo en abc	39
2.8.3.	Resultados de simulación del modelo en $DQ0$	40
2.9.	Obtención de las regiones de operación	42
2.9.1.	Regiones de operación del modelo en abc	42
2.9.2.	Regiones de operación del modelo en $DQ0$	47
3.	Estudio e implementación de la técnica de control	53
3.1.	Tareas de control	53
3.1.1.	Distribución de las tareas de control	54
3.2.	Control por medio de linealización entrada-salida	55
3.2.1.	Ley de control para las corrientes	55
3.2.2.	Ley de control para el flujo de potencias	57
3.2.3.	Ley de control de la tensión en CD	58
3.2.4.	Ley de control del desbalance	61
3.3.	Sintonización de los controladores	62
3.3.1.	Sintonización de los lazos de corriente	63
3.3.2.	Sintonización del lazo de regulación del bus de CD	65
3.3.3.	Sintonización del lazo para la minimización del desbalance	67
4.	Análisis de resultados	73
4.1.	Comportamiento del sistema en media potencia	74
4.1.1.	Comportamiento de la potencia activa	74
4.1.2.	Comportamiento de la potencia reactiva	75
4.1.3.	Comportamiento de la tensión del bus de CD	76
4.2.	Pruebas de comparación	77

4.2.1. Inversión de potencia	79
4.2.2. Escalón de potencia	85
4.2.3. Seguimiento de potencia	89
4.3. Análisis de la distorsión armónica	94
4.3.1. Corrientes trifásicas	94
4.3.2. Tensión en el bus de CD	96
4.4. Región de operación en lazo cerrado	97
Conclusiones y trabajo futuro.	101
Conclusiones	101
Aportaciones	103
Trabajo Futuro	104
Anexos	104
A. Acondicionamiento de portadora para la reducción de armónicos de bajo orden	107
B. Simulación del circuito eléctrico de potencia	111
B.1. Esquema general	111
B.2. Convertidor NPC	113
B.3. Bus de CD y línea de transmisión	114
B.4. Generador de las señales PWM	115
B.5. Transformada de <i>Park</i>	116
B.6. Algoritmos de control	117
B.6.1. Controlador de las potencias	117
B.6.2. Controlador de la tensión de CD	118
B.6.3. Controlador de desbalance	119
B.6.4. Valores de sintonización	119
C. Transformada de park	121
C.1. Transformada <i>DQ0</i>	121
C.1.1. Componentes de directa y cuadratura	121
C.1.2. Componente cero	123
C.1.3. Normalización de la transformada <i>DQ0</i>	124
D. Teoría básica de la linealización entrada-salida	127
D.1. Sistemas SISO	127
D.2. Sistemas MIMO	128

Lista de Figuras

1.1.	Diagrama esquemático de los convertidores multinivel.	6
1.2.	Circuito por rama de la topología diodos de enclavamiento.	9
1.3.	Técnica SPWM de 2 niveles.	11
1.4.	Clasificación de las técnicas de PWM sinusoidal.	12
1.5.	Señales del SPWM de 3 niveles	13
1.6.	Señal PD-SPWM de 3 niveles.	13
2.1.	Esquema de transmisión VSC-HVDC.	16
2.2.	Circuito del convertidor diodos de enclavamiento de tres niveles en configuración Back to Back.	16
2.3.	Forma de onda de tres niveles.	18
2.4.	Trayectorias de la corriente para los diferentes estados de conmutación del VSC-NPC.	19
2.5.	Esquema simplificado del convertidor NPC de 3 niveles en configuración Back to Back.	20
2.6.	Etapa de CD del sistema de VSC-HVDC.	22
2.7.	Nivel de tensión de CD de cada uno de los VSC.	32
2.8.	Componentes armónicas en V_{cd} . Con base en las frecuencias de línea f_n y un $m_f = m$	33
2.9.	Componentes armónicas en I_{cd} . Con base en las frecuencias de línea f_n y un f_{cn}	34
2.10.	Etapa de CD del sistema de VSC-HVDC con impedancia serie.	34
2.11.	Magnitud de la respuesta en frecuencia de la impedancia RL en la línea de transmisión.	35
2.12.	Magnitud de la respuesta en frecuencia del bus de CD.	36
2.13.	Comportamiento de la región de resonancia en función de la Inductancia.	37

2.14. Comportamiento de la región de resonancia en función de la capacitancia. . .	37
2.15. Comportamiento del circuito eléctrico en PSCAD [®]	39
2.16. Comportamiento del circuito eléctrico en PSCAD [®]	39
2.17. Comportamiento del modelo en <i>abc</i>	40
2.18. Comportamiento del modelo en <i>abc</i>	40
2.19. Comportamiento del modelo en <i>DQ0</i>	41
2.20. Comportamiento del modelo en <i>DQ0</i>	41
2.21. Comportamiento en estado estable de V_{cd_n} y de I_n^a despreciando la acción del desbalance entre los condensadores.	45
2.22. Comportamiento en estado estable de V_{cd_n} en función del valor de m_n^a y m_n^b	45
2.23. Comportamiento en estado estable en función del valor de m	47
2.24. Potencia transferida por el convertidor en función del bus de CD.	51
2.25. Comportamiento de la transferencia de potencia en función de las moduladoras en <i>DQ0</i>	52
3.1. Lazo de control lineal para las corrientes.	54
3.2. Lazo de control para las corrientes.	56
3.3. Lazo de control para la potencia activa.	58
3.4. Lazo de control para la potencia reactiva.	58
3.5. Lazo de control para la tensión del bus de CD.	59
3.6. Lazo de control para la regulación de la tensión del bus de CD.	60
3.7. Lazo de control para la minimización del desbalance.	61
3.8. Lazo de control para minimizar el desbalance.	62
3.9. Lugar geométrico de las raíces del compensador de las corrientes.	64
3.10. Diagrama de Bode del lazo de control de las corrientes.	64
3.11. Respuesta del lazo de control de las corrientes.	65
3.12. Lugar geométrico de las raíces del compensador de la regulación del bus de CD.	66
3.13. Diagrama de Bode del lazo de control para la regulación del bus de CD.	66
3.14. Respuesta de lazo de control de corrientes.	67
3.15. Lugar geométrico de las raíces del compensador de la minimización del desbalance.	68
3.16. Diagrama de Bode del lazo de control para la minimización del desbalance.	68
3.17. Diagrama de ajuste para la ganancia del desbalance.	69
3.18. Funciones gaussianas.	70
3.19. Esquema general de la simulación del circuito eléctrico de potencia.	72
4.1. Lazo de control lineal para las corrientes.	73
4.2. Comportamiento de la potencia activa ante una inversión del 100%.	75
4.3. Comportamiento de la potencia reactiva ante una inversión del 100%.	75
4.4. Comportamiento de la tensión en el bus de CD ante una inversión del 100%.	76
4.5. Comportamiento del desbalance ante una inversión del 100%.	77

4.6. Voltaje y corriente en CA ante una inversión del 100 %.	77
4.7. Comportamiento de la potencia activa ante una inversión del 80 %.	79
4.8. Comportamiento de la potencia reactiva ante una inversión del 80 %.	80
4.9. Comportamiento de la tensión en el bus de CD ante una inversión del 80 %.	81
4.10. Comportamiento del desbalance ante una inversión del 80 %; simulación en PSCAD.	82
4.11. Comportamiento de las corrientes en $DQ0$ del VSC ₁ ante una inversión del 80 %.	83
4.12. Comportamiento de las corrientes en $DQ0$ del VSC ₁ ante una inversión del 80 %.	83
4.13. Voltaje y corriente en CA de la red 1 ante una inversión del 80 %.	84
4.14. Voltaje y corriente en CA de la red 2 ante una inversión del 80 %.	84
4.15. Comportamiento de la potencia activa ante una variación del 75 %.	85
4.16. Comportamiento de la tensión en el bus de CD ante una variación del 75 %.	86
4.17. Comportamiento del desbalance ante una variación del 75 %; simulación en PSCAD.	87
4.18. Voltaje y corriente en CA de la red 1 ante una variación del 75 %.	88
4.19. Voltaje y corriente en CA de la red 2 ante una variación del 75 %.	88
4.20. Comportamiento de la potencia activa durante el seguimiento de una referencia.	89
4.21. Comportamiento de la potencia reactiva durante el seguimiento de una referencia.	90
4.22. Comportamiento de la tensión en el bus de CD durante el seguimiento de una referencia.	91
4.23. Comportamiento del desbalance durante el seguimiento de una referencia; simulación en PSCAD.	92
4.24. Comportamiento de las corrientes en $DQ0$ durante el seguimiento de una referencia.	93
4.25. Corrientes línea-neutro.	94
4.26. Componentes armónicas en corriente de fase a del convertidor 1.	95
4.27. Componentes armónicas en corriente de fase a del convertidor 2.	95
4.28. Tensión de CD del VSC ₁ .	96
4.29. Componentes armónicas en tensión del convertidor 1.	96
4.30. Componentes armónicas en tensión del convertidor 2.	97
4.31. Comportamiento de la potencia activa ante una referencia escalonada.	97
4.32. Señales moduladoras en $DQ0$ ante una referencia escalonada.	98
4.33. Regiones de operación en lazo cerrado.	99
A.1. Comparación entre las técnicas de modulación.	108
A.2. Diagrama de modulación con ajuste por variaciones en la tensión de CD.	109
B.1. Esquema general de la simulación del circuito eléctrico de potencia.	112

B.2. Bloque del convertidor de potencia.	113
B.3. Esquema del circuito del NPC-VSC.	113
B.4. Bloque del bus de CD.	114
B.5. Esquema del circuito de la etapa de CD y línea de transmisión.	114
B.6. Bloque del generador PWM.	115
B.7. Esquema del circuito comparador de señales.	115
B.8. Esquema del circuito acondicionador de portadora.	116
B.9. Bloque de la transformada de <i>Park</i>	116
B.10. Esquema de la transformada de <i>abc</i> a <i>DQ0</i>	116
B.11. Bloque de control.	117
B.12. Esquema del controlador del flujo de potencia.	117
B.13. Esquema del compensador de tensión en CD.	118
B.14. Esquema para el cálculo de corriente <i>D</i>	118
B.15. Esquema para la compensación de corriente <i>D</i>	119
B.16. Esquema de control del desbalance.	119
B.17. Esquema de ganancia programa para el ajuste de las constantes del compen- zador de desbalance.	120
B.18. Esquema de asignación de constantes de sintonización.	120
C.1. Transformada DQ0.	122
C.2. Circuito trifásico con conexión en estrella.	123

Lista de Tablas

2.1. Parámetros del sistema de transmisión VSC-HVDC basados en una aplicación real.	17
2.2. Capacidad en potencia del convertidor.	17
2.3. Estados de conmutación del NPC-VSC de tres niveles.	19
3.1. Asignación de los objetivo de control.	55
3.2. Constantes de sintonización para los compensadores PI.	71
4.1. Capacidad en potencia del convertidor en el punto de operación original. . .	74
4.2. Valores de la moduladora m_n^d ante una referencia escalonada.	98
4.3. Capacidad en potencia del convertidor en lazo cerrado.	99

Resumen

El transporte de la energía eléctrica desde los puntos de generación hasta las redes de distribución, es una sección dentro de la cadena generación-consumo de la electricidad que sigue adquiriendo importancia puesto que la cantidad de energía que se genera así como el número de redes eléctricas que la distribuyen, aumenta día a día. Ese aumento en la cantidad de energía, además del requerimiento de interconectividad entre diferentes sistemas de generación y redes de distribución, ha obligado a buscar soluciones para transportar grandes volúmenes de energía de forma eficiente.

En la actualidad la gran mayoría de los sistemas de transmisión utilizan corriente alterna, esto se debe a la sencillez con la que se puede variar su nivel de tensión; pero presentan el problema de tener un bajo rendimiento en comparación con los sistemas de transmisión en corriente directa o HVDC (High Voltage Direct Current). Los sistemas HVDC además de presentar una alta eficiencia en la transmisión de energía, brindan otras ventajas como la capacidad de mantener regulada la tensión en CD a lo largo de trayectorias mucho mayores que los sistemas en CA, lo que los hace más rentables para ser instalados en zonas de difícil acceso como líneas submarinas o subterráneas.

Un sistema HVDC interconecta redes en CA a través de un enlace en CD, la conversión de CA a CD y viceversa es la tarea principal del sistema. Esta tarea es llevada a cabo por equipos convertidores de potencia y dependiendo del tipo de convertidor utilizado, el sistema HVDC puede clasificarse dentro del grupo de convertidores conmutados por línea o convertidores fuentes de voltaje (LCC o VSC, respectivamente).

Este trabajo de tesis se centra en el estudio de los sistemas VSC-HVDC. Los VSC-HVDC emplean topologías de dos niveles; sin embargo el aumento de potencia y velocidad de respuesta del convertidor, así como los problemas de distorsión armónica entre otras se proponen las topologías multinivel. La topología multinivel diodos de enclavamiento se propone como etapa de conversión en este trabajo de tesis

En los sistemas HVDC la tarea principal la desarrollan los VSC y en ocasiones se deja de lado el efecto que tienen los demás componentes o etapas como: la línea de transmisión, las secciones de acoplamiento y las etapas de filtrado. Es por eso que dentro de este trabajo se considera el efecto de la línea de transmisión. Por tal motivo, a lo largo de este trabajo de tesis se analizará un convertidor trifásico Back to Back multinivel con la topología diodos de enclavamiento dentro de un esquema de transmisión HVDC. Para el cual, se propondrá y diseñará un esquema de control. En donde se modelará la línea de transmisión como una impedancia serie debido a que es el fenómeno que produce una mayor cantidad de pérdidas; además el esquema de control permitirá al sistema llevar a cabo una transmisión de potencia de forma bidireccional mientras compensa potencia reactiva en cada uno de los puntos de conexión, la regulación de tensión en la línea de transmisión así como de mantener balanceada la tensión de los condensadores de cada sección convertidora. Todo esto restringido a funcionar de manera eficaz en frecuencias de conmutación alrededor de 1kHz. Es importante destacar que el estudio de este trabajo de tesis está dirigido a analizar el desempeño de un convertidor diodos de enclavamiento como etapas de conversión en un sistema HVDC, en el cual se trabajará con los parámetros reportados en el trabajo que lleva por título “Control of HVDC Light System Using Conventional and Direct Current Vector Control Approaches”.

Los objetivos particulares del trabajo de tesis se derivan del objetivo general, dada la necesidad de estudiar el comportamiento del convertidor multinivel bajo un esquema de transmisión HVDC. A continuación son enumerados los objetivos particulares.

- Desarrollar un modelo matemático para el convertidor diodos de enclavamiento, con el cual se pueda modelar el sistema HVDC completo.
 - Modelar el comportamiento de la línea de transmisión.
 - Caracterizar el comportamiento del sistema al interactuar con la línea de transmisión.
 - Caracterizar la región de operación del convertidor, bajo diferentes niveles de potencia.
 - Identificar y estudiar las condiciones necesarias para que el sistema HVDC permita el flujo bidireccional de potencia activa y al mismo tiempo tener la capacidad de inyectar
-

- o absorber potencia reactiva de forma independiente en cada una de las redes que interconecta.
- o Diseñar un esquema de control que permita la regulación de la tensión en CD y de forma simultánea mantenga balanceada la tensión de los condensadores de cada sección convertidora.
- o Proponer un esquema de control que permita al sistema HVDC funcionar correctamente con frecuencias de conmutación alrededor de 1kHz.
- o Comprobar la eficacia del controlador en diferentes puntos de operación.
- o Caracterizar la región de operación en lazo cerrado.

El presente trabajo de tesis está organizado de la siguiente manera.

El Capítulo 1 muestra las generalidades de los sistemas HVDC así como una breve introducción a los convertidores multinivel, técnicas de modulación y finalmente se establece el objetivo general del trabajo de tesis.

En el Capítulo 2 se presenta el modelado en abc y $DQ0$ del convertidor multinivel diodos de enclavamiento. Además se modela la línea de transmisión como una carga puntual de forma adecuada para posteriormente añadirlo al modelo del convertidor. Por último, se obtienen las regiones de operación del convertidor.

En el Capítulo 3 se desarrolla el controlador basado en linealización entrada-salida. Comenzando con los lazos de control de las corrientes, seguido por el lazo de regulación de la tensión del bus y el lazo de reducción del desbalance. En la segunda parte del capítulo se hace la selección de las ganancias de sintonización con base a la técnica de desacoplo por ancho de banda.

El Capítulo 4 se muestra una comparación que permite validar de forma cualitativa el desempeño del modelo matemático. Además basándose en simulaciones del circuito eléctrico de potencia se obtiene el nivel de distorsión armónica de las corrientes en los puntos de conexión en CA. Por último se evalúa la región de operación del convertidor en lazo cerrado.

Se incluyen también un par de anexos que complementan el trabajo de la tesis. Estos anexos contienen el estudio de una técnica para la reducción de componentes armónicas de bajo orden y detalles de la simulación del circuito eléctrico de potencia empleando PSCAD.

Convertidores Multinivel Aplicados en Sistemas de Transmisión

1.1. Transmisión de alto voltaje en corriente directa

La energía eléctrica empezó a ser utilizada como artículo de consumo a finales del siglo XIX debido a la invención de la bombilla de cristal al vacío por Thomas A. Edison. Pero desde el desarrollo de la pila eléctrica, por el físico italiano Alessandro G. A. A. Volta, la generación, transmisión y distribución de energía eléctrica se hacía en corriente continua o corriente directa (CD).

La distribución de la energía, cuando empezaba a comercializarse, se llevaba a cabo en trayectorias cortas que iban del generador hacia la carga sin pasar por ningún otro dispositivo y al popularizarse esta tecnología varios problemas tomaron importancia tales como el efecto *Joule*. Debido a que la potencia disipada por un conductor está en relación cuadrática con la corriente que circula a través de él.

La solución para transmitir grandes volúmenes de potencia y reducir las pérdidas por efecto *Joule* es aumentar el nivel de tensión. Esto presentó un gran reto hasta la aparición del transformador en 1885. Debido a esta ventaja y algunos otros desarrollos, los sistemas en corriente alterna (CA) tomaron fuerza y se convirtieron en la solución para la transmisión de energía eléctrica [?].

Los sistemas de transmisión en corriente directa siguieron su evolución aun cuando los sistemas en CA se popularizaron y comercializaron más. No fue hasta el nacimiento de la electrónica a principios del siglo XX que se hizo posible manejar la energía eléctrica de forma más rigurosa, sin embargo tuvieron que transcurrir algunas décadas para que se desarrollaran las válvulas de arco de mercurio que fueron las precursoras para que en el año de 1929 se lograra convertir y transmitir grandes cantidades de potencia utilizando corriente directa.

El estudio de los sistemas de alto voltaje en corriente directa o HVDC (High Voltage Direct Current), empezaron de forma dual en Estados Unidos y Suecia en el año de 1930; donde el Dr. Uno Lamm encabezó esta investigación y por tal razón es considerado el padre de esta tecnología [?]. Para el año de 1954 el primer enlace comercial se construyó en Suecia y éste era capaz de transferir 20MW a un nivel de tensión de 100kV [?].

Los sistemas HVDC se han desarrollado y han evolucionado en un mundo donde la energía eléctrica se genera, transmite, distribuye y consume en CA, debido a la gran ventaja de presentar una eficiencia superior en la transmisión de energía eléctrica a través de grandes distancias. Además poseen otras ventajas como no necesitar puntos de regulación intermedios, lo que permite instalarlos en ambientes de muy difícil acceso y también permiten interconectar sistemas que tienen diferentes frecuencias, lo que es muy útil para compartir energía entre sistemas eléctricos de muy variadas características.

En la actualidad existe un amplio estudio sobre la transmisión en CD así como múltiples aplicaciones; es por eso que los sistemas HVDC se dividen en tres grandes grupos, los cuales son:

- HVDC clásico.
- HVDC basado en convertidores fuente de voltaje.
- HVDC de ultra alto voltaje.

1.1.1. HVDC clásico

Los primeros sistemas HVDC conocidos como *clásicos* llevan a cabo la conversión de energía mediante el uso de convertidores conmutados por la línea, LCC (Line Commutated Converter), estos convertidores están basados en las primeras tecnologías desarrolladas por la electrónica de potencia como son los Tiristores, los SCR (Silicon Controlled Rectifiers) o las válvulas de arco de mercurio; aunque se han desarrollado nuevas tecnologías como los rectificadores controlados de silicio activados por luz o los tiristores accionados por luz (LASCR y LTT respectivamente) que permiten aislar la señal de control de la parte electrónica y debido al aislamiento reducir la cantidad de potencia que consume la etapa de control.

Los dispositivos electrónicos de potencia con los cuales son construidos los LCCs presentan la característica de que sólo es posible controlar el momento en el cual entran en conducción,

sin embargo, el momento de desconexión se presenta cuando el dispositivo se polariza de forma inversa [?, ?]. Este tipo de conmutación le transfiere a los LCC la propiedad de controlar el flujo de potencia activa (P) pero la cantidad de potencia reactiva (Q) está en función directa de P .

Donde $Q \cong (30\% - 50\%)P$ y depende de las características particulares de cada convertidor así como de la calidad de la energía que lo alimenta [?].

1.1.2. HVDC basado en convertidores fuente de voltaje

La electrónica de potencia avanzó, mientras los sistemas HVDC seguían siendo estudiados y desarrollados, creando nuevos dispositivos con características deseadas como mejor velocidad de respuesta, menores pérdidas y capaces de soportar mayores potencias. Dentro de los nuevos dispositivos se encontraron el GTO (Gate Turn Off Thyristor) o el MOSFET (Power Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor). Estos nuevos dispositivos tienen la ventaja de controlar el momento en el cual dejan de conducir; aunque poseen algunas desventajas como tener velocidades de respuesta reducidas o que las potencias que son capaces de manejar son pequeñas, lo cual los hace poco eficientes al utilizarlos en sistemas HVDC. No fue hasta el año de 1983 que el IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), que es un dispositivo que conjunta la tecnología BJT y MOSFET, se convirtió en una alternativa viable para construir convertidores de alta potencia [?, ?].

Las topologías utilizadas por los LCC fueron construidas utilizando dispositivos que permiten controlar el instante de encendido y apagado, lo cual llevó al nacimiento de los Convertidores Fuente de Voltaje o VSC (Voltaje Source Converter). Al utilizar los VSC para construir convertidores de alta potencia para sistemas HVDC se patentó la tecnología HVDC light[®] por la empresa ABB en el año de 1997 [?] y tiempo después la empresa SIEMENS propuso los sistemas HVDC plus[®] que utilizan la tecnología VSC pero con topologías multi-celda [?].

1.1.3. Características de los sistemas HVDC

Los sistemas en CD al lograr variar el nivel de tensión de altas potencias en forma controlada, junto con una mayor eficiencia al transmitir energía, hace que el transporte de energía en HVDC sea una alternativa viable.

Al transportar energía entre redes que trabajan con CA, los sistemas HVDC deben de

convertir la energía de CA a CD para ser transmitida y al llegar a su destino, convertirla una vez más a CA. Para llevar a cabo el proceso de conversión el sistema utiliza dos convertidores de potencia los cuales estarán interconectados por una la línea de transmisión en CD. A esa configuración se le conoce en la literatura especializada con el nombre de convertidor Back to Back (BtB) [?, ?, ?, ?]; pero algunos autores la denominan convertidor dual [?, ?].

1.1.3.1. Ventajas de los sistemas HVDC

La interconexión de sistemas a grandes distancias es una de las características más relevantes, esto se debe a que la corriente mantiene un sólo sentido o polaridad a lo largo de la línea de transmisión. Por otro lado, los sistemas HVAC presentan en las líneas de transmisión el fenómeno donde la corriente cambia de dirección cada medio ciclo de red y esto limita la longitud a aproximadamente 50km antes de que la potencia empiece a caer de forma exponencial [?, ?, ?].

Los sistemas HVDC brindan la posibilidad de controlar el flujo de potencia activa que se transfiere entre ambos sistemas. Aunado a ello y dependiendo del tipo de convertidor que realiza la tarea de conversión, estos sistemas son capaces de suministrar potencia reactiva de forma controlada. [?].

Los sistemas HVDC permiten interconectar sistemas con distintas frecuencias de línea [?]. Esto se logra gracias a que los convertidores son capaces de transformar la energía independientemente de la frecuencia a la que se encuentre operando la red.

Los sistemas HVDC pueden transportar una mayor cantidad de energía por cada centímetro cuadrado de conductor en comparación con los sistemas HVAC. Lo anterior se debe al efecto piel, el cual provoca que en CA la energía eléctrica se desplace hacia los bordes del conductor y no se aproveche por completo el área transversal del conductor.

Las infraestructura de las líneas de transmisión en los sistemas HVDC es más esbelta, dado que el calibre de los conductores necesarios para transmitir una misma cantidad de potencia que un sistema de CA, es menor y el mínimo de conductores requerido es dos y no tres como en los sistemas en CA. Por estas razones, las torres que soportan los cables son menos robustas y por ende más económicas. También se reduce el ancho de los corredores lo cual permite minimizar el impacto ecológico y visual que provocan las instalaciones eléctricas.

1.1.3.2. Desventajas de los sistemas HVDC

Los costos en la instalación de las plantas convertidoras son elevados, lo cual hace que los sistemas HVAC sean más baratos de instalar que los HVDC. Sin embargo, al aumentar la distancia entre los puntos de conexión o aumentar la cantidad de potencia a transmitir, los costos de instalación de un sistema HVAC son mayores; lo que hace costosa la instalación de un sistema HVDC [?].

Debido a las conmutaciones, los sistemas HVDC deben tener bancos de filtrado que permitan reducir la influencia de las componentes armónicas tanto en las líneas de CA como en la línea de CD. Sin embargo, los sistemas HVAC necesitan bancos de cargas reactivas necesarias para suministrar potencia reactiva entre los sistemas que interconectan.

El efecto corona es más perceptible en este tipo de sistemas, debido a que el campo eléctrico que se forma alrededor del conductor es estático lo que provoca una ionización del aire. A consecuencia de la ionización, que fomenta la formación de arcos eléctricos, los dispositivos aisladores que se instalan deben ser más robustos; algunos efectos secundarios son la formación de ozono y la emisión de ruido.

Otro de los inconvenientes que se presentan en los sistemas HVDC en las líneas de transmisión es la aparición de una componente inductiva que interactúa con el rizo presente en la tensión de CD, esta interacción produce pérdidas de potencia que pueden llegar a ser relevantes en el desarrollo de un sistema HVDC.

1.2. Topologías multinivel

El concepto de conversión de potencia empleando varios niveles de voltaje fue introducido por *Baker* en el año de 1975 [?, ?]. Estos equipos de potencia fueron creados con el objetivo de aumentar la potencia del convertidor manteniendo constante el nivel de corriente que circula por el dispositivo. Pero fue hasta el año de 1980 que *Nabae* introdujo el concepto de multinivel al realizar la primera aportación práctica de este tipo de convertidores conocido como inversor punto neutral de enclavamiento [?].

Se pueden definir los convertidores multinivel como dispositivos cuya función es sintetizar una señal de CA mediante varios niveles de CD, donde la señal sintetizada a la salida del convertidor presenta una forma escalonada y la diferencia en tensión de cada uno de los escalones es igual al voltaje de las fuentes que alimentan al convertidor. Es evidente que la

tensión de salida es más grande que cada una de las tensiones de CD presentes en las fuentes del convertidor multinivel.

La síntesis de la señal se lleva a cabo por un arreglo de semiconductores que conmutan de forma coordinada, lo que permite que los voltajes de alimentación se sumen y/o resten de forma adecuada. Los niveles de tensión pueden ser suministrados por fuentes independientes de CD o por un arreglo de condensadores en serie. La Figura 1.1 muestra un diagrama esquemático de un convertidor de una rama en el cual va variando el número de niveles [?, ?, ?].

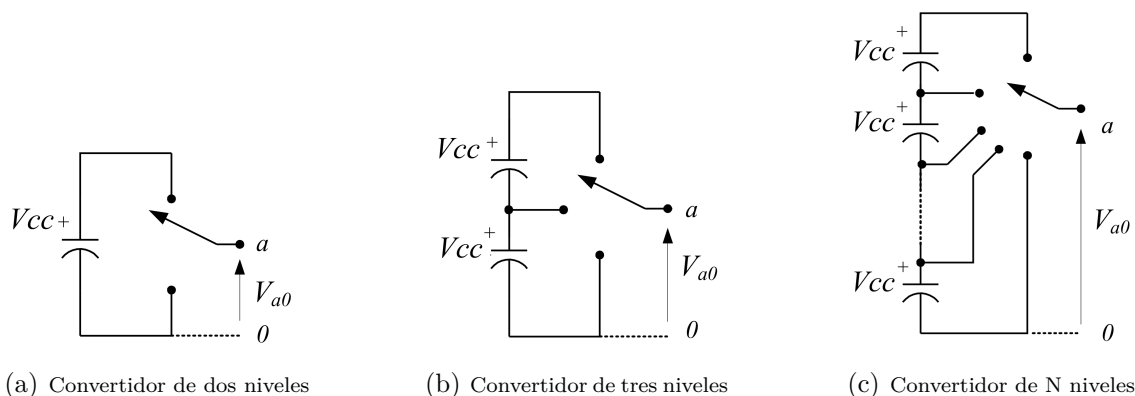


Figura 1.1. Diagrama esquemático de los convertidores multinivel.

1.2.1. Clasificación de las topologías multinivel

1.2.1.1. Topologías básicas

Las topologías básicas son catalogadas así debido a que fueron las primeras en desarrollarse y son la base para la construcción de las nuevas topologías. A continuación son listadas cada una de las topologías así como los diferentes nombres que se encuentran reportados en la literatura [?, ?, ?, ?, ?].

1. Convertidor diodos de enclavamiento o punto neutral de enclavamiento.
2. Convertidor de condensador flotante.
3. Convertidor multinivel con celdas en cascada.

1.2.1.2. Nuevas topologías

Estas topologías son el resultado de la combinación y/o modificación de alguna o varias topologías básicas. Algunas de ellas se citan a continuación [?, ?].

1. Convertidor híbrido asimétrico.
2. Convertidor con puentes H en cascada y fuentes CD/CD con aislamiento.
3. Convertidor con conmutación suave.
4. Convertidor matricial.
5. Convertidores acoplados por transformador.
6. Convertidor diodos de enclavamiento mejorado.
7. Convertidor multinivel generalizado.

1.2.2. Propiedades de los convertidores multinivel

1.2.2.1. Ventajas de los convertidores multinivel

Los convertidores multinivel presentan las siguientes ventajas sobre los convertidores convencionales o de dos niveles [?, ?, ?, ?]:

- Reducción en las tensiones de bloqueo para los interruptores. Esto se debe a que los interruptores únicamente bloquean la tensión de un sólo nivel y no la tensión total de salida del convertidor. Lo que genera una mejor respuesta dinámica y una reducción del dv/dt . Además en sistemas de alta potencia esto permite generar grandes niveles de tensión evitando conectar varios dispositivos en serie reduciendo así el problema del equilibrio dinámico y estático.
 - Incremento en la eficiencia del sistema. Este aumento es producto del incremento en la tensión, lo cual permite transmitir una mayor cantidad de potencia manteniendo el nivel de corriente, de manera que las pérdidas del convertidor disminuyen.
 - Reducción del contenido armónico en la tensión de salida. La forma de onda escalonada de la tensión de salida hace evidente que al aumentar el número de niveles el contenido
-

armónico disminuye. En [?] dice que si una señal de CA está compuesta por 51 niveles, ésta contiene una cantidad mínima de componentes armónicas lo que hace posible eliminar la etapa de filtrado.

- Desplazamiento de las componentes armónicas asociadas a la conmutación. Las componentes armónicas producidas por las conmutaciones de los interruptores pueden ser desplazadas hacia frecuencias más altas y por ende las dimensiones del filtro para minimizar el efecto de las conmutaciones son menores.

1.2.2.2. Desventajas de los convertidores multinivel

Los convertidores multinivel son sistemas que mejoran en muchos aspectos a sus predecesores sin embargo, es pertinente tener especial cuidado en los puntos en los cuales presentan desventajas. Dentro de las desventajas de mayor impacto se encuentran las siguientes:

- La cantidad de dispositivos que son necesarios para construirlos es elevada cuando el número de niveles es alto.
- Garantizar el nivel de CD no es sencillo en aplicaciones de alta potencia. En algunas topologías es impráctico e incosteable tener un grupo de fuentes aisladas de CD de grandes niveles de tensión. En otros casos, el desbalance entre los condensadores que proporcionan los niveles de tensión debe minimizarse, para evitar la introducción de armónicos que pueden llegar a alterar la forma de onda a la salida del convertidor.
- La frecuencia de conmutación en aplicaciones de alta tensión está acotada tecnológicamente a valores alrededor de 1kHz. Esto disminuye la capacidad de desplazar los armónicos a frecuencias mayores; que por consecuencia lleva a etapas de filtrado más grandes.

1.2.3. Convertidor diodos de enclavamiento

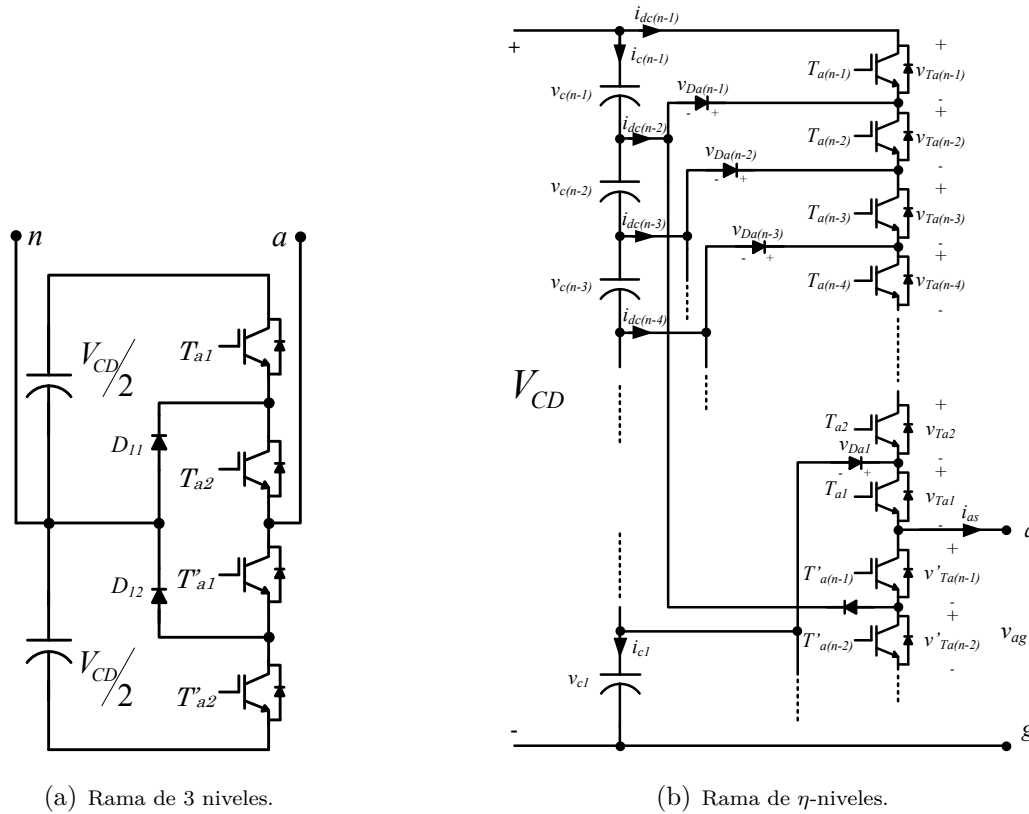
El convertidor diodos de enclavamiento o NPC (Neutral Point Clamped) es una de las primeras topologías que fue desarrollada a principios de los años 80. Es una de las más estudiadas por ser usada en diversos tipos de aplicaciones [?].

La topología está compuesta por dos secciones, un bus de CD y un arreglo de semiconductores conectados en serie; el convertidor tiene tantas ramas como fases tiene el

sistema en CA que interconecta. El bus de CD está compuesto por condensadores conectados en serie; el convertidor tiene tantos condensadores como número de niveles que posee la tensión de salida.

Las ramas del convertidor están integradas principalmente por tantos interruptores como el número de niveles del convertidor mas uno; estos interruptores se encargan de bloquear el voltaje de los condensadores. Los diodos conocidos como de enclavamiento, tienen la tarea de interconectar el punto de voltaje cero que existe en el centro del arreglo de condensadores con las terminales superior e inferior de cada rama.

La Figura 1.2(a) muestra una de las ramas de convertidor de tres niveles en donde se puede apreciar que cada nivel de tensión es la mitad del bus de CD. La Figura 1.2(b) muestra el circuito de una de las ramas del convertidor de η -niveles [?].



(a) Rama de 3 niveles.

(b) Rama de η -niveles.

Figura 1.2. Circuito por rama de la topología diodos de enclavamiento.

Esta topología presenta varias características, como:

- o El número de condensadores que requiere esta topología es reducido en comparación con algunas otras. El número de condensadores es igual a $\eta - 1$, donde η es el número

de niveles del convertidor.

- La tensión de bloqueo de los dispositivos de conmutación es igual a la de cada condensador. Se puede expresar como: $V_{cd}/(\eta - 1)$.
- Posee un número reducido de estados, lo cual permite que los cambios de un nivel a otro a la salida ocurran con sólo accionar un interruptor.

Esta topología presenta algunas características en contra, pero su impacto puede ser minimizado, las desventajas son:

- La técnica de control debe permitir mantener balanceado el voltaje entre los condensadores, de no ser así el convertidor producirá señales de salida distorsionadas.
- El número de dispositivos semiconductores es elevado al aumentar el número de niveles (η). En aplicaciones trifásicas, el número de diodos es igual a $3(\eta - 1)(\eta - 2)$ y el número de interruptores es igual a $6(\eta - 1)$.
- En convertidores con $\eta > 3$, se presenta el fenómeno en el cual cada diodo de enclavamiento debe bloquear un nivel de tensión distinto.

En este trabajo de tesis, el convertidor trifásico Back to Back multinivel con la topología diodos de enclavamiento deberá de transmitir energía en alto voltaje y corriente directa entre redes de CA. El convertidor NPC es seleccionado debido su versatilidad para ser conectado a cualquier sistema de CD puesto que no requiere fuentes de tensión aisladas, además de presentar sencillez en su operación.

1.3. Técnicas de modulación

Así como existe una variada gama de topologías multinivel y cada una de ellas tiene características particulares que las distinguen de las demás. Existen también, varios métodos para controlar el encendido y apagado de los interruptores; cada uno de estos métodos brinda algún tipo de ventaja a las topologías multinivel. A estas técnicas de control donde la cantidad de potencia es controlada mediante pulsos de duración variable se conocen con el nombre de modulación por ancho de pulso o PWM (*Pulse Width Modulation*) [?, ?].

Las técnicas PWM han evolucionado a la par de los convertidores en la electrónica de potencia; tan vinculados están estos dos temas que algunas técnicas de modulación se han

desarrollado específicamente para controlar un cierto tipo de convertidor. La gran mayoría tiene sus orígenes tratando de mejorar en específico alguna característica de la señal de salida de un convertidor, como puede ser el control sobre la magnitud, frecuencia y/o fase de la onda de salida o la reducción del contenido armónico.

1.3.1. Clasificación de las técnicas de modulación

Los convertidores multinivel cuentan con técnicas de modulación particulares dado que debe ser factible controlar de forma simultánea dos o más interruptores. Además, estas técnicas deben presentar la propiedad de escalar a un número indeterminado de niveles según lo requiera la aplicación [?].

1.3.2. PWM sinusoidal

La técnica PWM sinusoidal es una de las más empleadas para el control de una amplia gama de convertidores, dentro de los cuales están los multinivel.

En la literatura especializada, a la modulación por ancho de pulso generada mediante la comparación de una señal moduladora con forma sinusoidal contra una portadora, se conoce como SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*). Esta técnica de modulación brinda la posibilidad de desplazar en frecuencia la densidad armónica producida por las conmutaciones de forma sencilla y directa; por tal razón a esta técnica se le conoce con el nombre de “modulación subarmónica natural de ancho de pulso” [?].

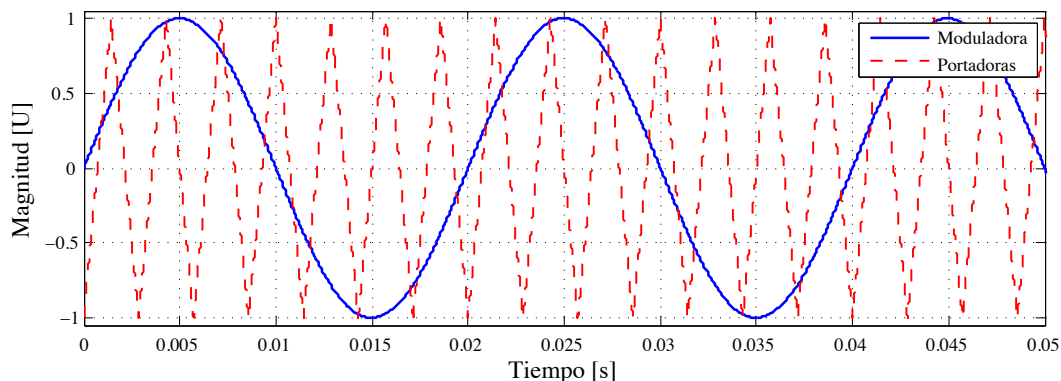


Figura 1.3. Técnica SPWM de 2 niveles.

Existen varias técnicas de modulación sinusoidal pero casi todas parten de un mismo concepto que es la comparación de dos señales; una moduladora y una portadora. La Figura

1.3 muestra un ejemplo de cómo son estas señales para una modulación de dos niveles [?].

Para poder clasificar las distintas técnicas SPWM, es necesario definir varios conceptos y mencionar las características que poseen las señales que las componen. La portadora es una señal triangular simétrica y son necesarias $\eta - 1$ portadoras, donde su valor pico-pico A_c y frecuencia f_c es común para todas las portadoras. La moduladora es típicamente una señal sinusoidal; la amplitud y frecuencia de esta señal se identifican como A_{md} y f_{md} respectivamente.

Las diversas técnicas de modulación se originan al variar la disposición entre las señales, el diagrama de la Figura 1.4 presenta las diferentes variantes del PWM sinusoidal [?, ?].

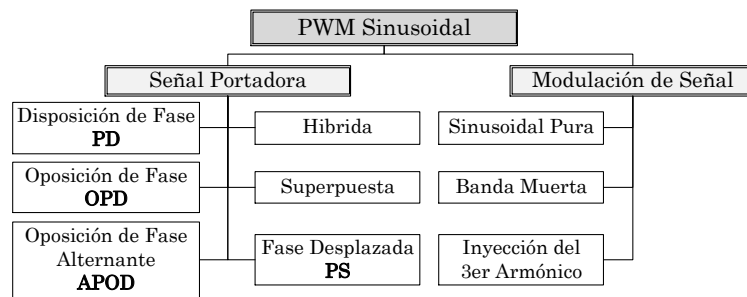


Figura 1.4. Clasificación de las técnicas de PWM sinusoidal.

En [?, ?, ?] se presentan estudios del comportamiento del convertidor diodos de enclavamiento controlado por distintas técnicas de modulación, en los cuales se concluye que la técnica *PWM sinusoidal de disposición de fase* o (PD-SPWM) produce un mejor desempeño en el convertidor, puesto que minimiza la magnitud de los armónicos que se encuentran cerca de la frecuencia de línea y además concentra los armónicos de alta frecuencia producidos por la conmutación alrededor de la componente fundamental de la portadora [?, ?].

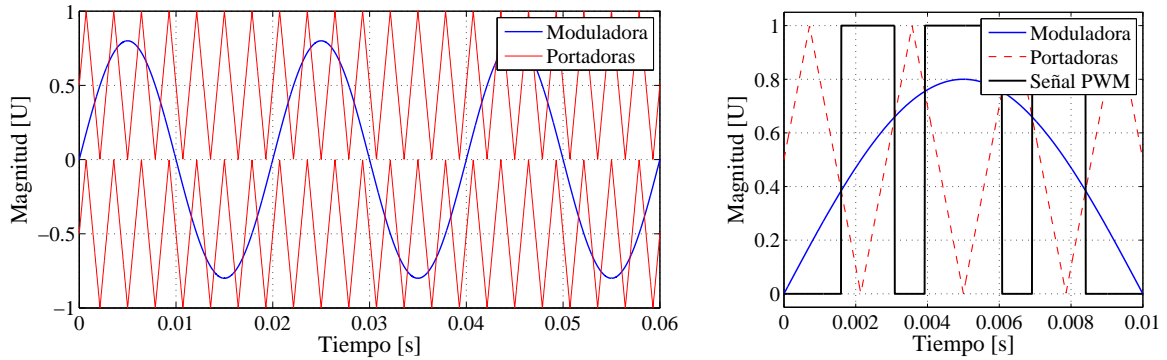
1.3.2.1. PWM sinusoidal de disposición de fase

Esta técnica de modulación consiste en dar un nivel de CD a cada una de las portadoras para que la señal moduladora sea comparada por las $\eta - 1$ portadoras. Los niveles de CD para cada portadora están dados por $1 - \eta_i / (\eta - 1)^{(1)}$, de tal forma que $(\eta - 1) / 2$ portadoras estén arriba del nivel cero y las otras $(\eta - 1) / 2$ estén abajo del nivel cero.

En esta técnica PWM las portadoras no presentan un desfase angular entre ellas.

¹Donde el subíndice i representa un nivel cual quiera en el convertidor.

La Figura 1.5(a) muestra el acomodo de las señales portadoras y la moduladora con la finalidad de ser comparadas y dar como resultado una señal moduladora por ancho de pulso tal como lo muestra la Figura 1.6. El patrón PWM está formado por señales independientes que al ser sumadas entregan una señal de η niveles.



(a) Disposición de las señales portadoras y moduladora.

(b) Comparación y señal de salida de la modulación PD-SPWM.

Figura 1.5. Técnica PWM sinusoidal de disposición de fase de 3 niveles.

Con: $f_c = 350\text{Hz}$, $f_m = 50\text{Hz}$, $A_m = 0.8\text{U}$.

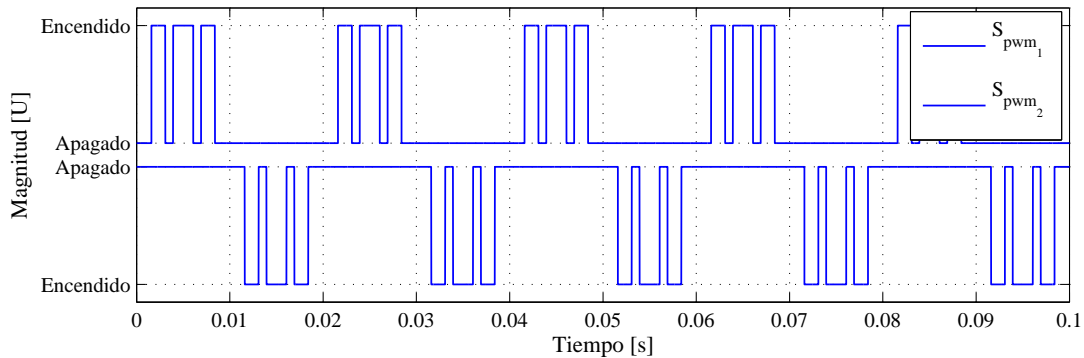


Figura 1.6. Señales PWM mediante la modulación sinusoidal de disposición de fase de 3 niveles.

1.4. Alcance del trabajo

El alcance de este trabajo de tesis se acota a la obtención un modelo matemático del sistema HVDC en configuración Back to Back multinivel con topología diodos de enclavamiento. Para el cual se diseñará un esquema de control el cual permita el flujo bidireccional de potencia.

El convertidor diodos de enclavamiento multinivel el cual se considera como etapa de potencia, está acotado a tres niveles debido a la complejidad que conlleva un mayor número de niveles, tanto en el modelado como en las condiciones de operación necesarias para su buen funcionamiento.

El modelo matemático deberá contemplar lo siguiente: los parámetros de las diferentes fases de acoplamiento balanceados, interruptores ideales que representan a cada rama del convertidor, buses independientes para cada convertidor, se considera además el efecto del desbalance en el punto de enclavamiento. Parte del estudio del modelo propuesto, contemplará la obtención de las regiones de operación, las cuales permitirán establecer las limitaciones físicas del convertidor.

En el modelado del sistema HVDC se contemplará el modelo eléctrico de la línea de transmisión, el cual considerará un modelo sencillo basado en una resistencia y un inductor conectados en serie. En base al modelo se estudiará el comportamiento relacionado con la interacción de la carga serie puntual con el convertidor.

La técnica de control propuesta deberá permitir la transferencia de potencia en forma bidireccional, así como la compensación de potencia reactiva para cada VSC. Estas tareas se llevarán a cabo mientras el convertidor mantiene regulada la tensión en el bus y mitiga el efecto del desbalance de tensión entre los condensadores de cada unidad convertidora (VSC).

Modelado Matemático del Convertidor Diodos de Enclavamiento

Un modelo matemático es un modelo científico que utiliza un formalismo matemático para expresar variables, parámetros y entidades dentro de un sistema, así como las relaciones entre variables y/o entidades con la finalidad de analizar el comportamiento de sistemas complejos ante situaciones difíciles de observar en la realidad. Una ventaja de los modelos matemáticos es que son, hasta cierto punto, acumulativos puesto que se puede partir de un modelo ya definido y en base a él, modelar un sistema más sofisticado.

El convertidor diodos de enclavamiento es un sistema que está compuesto por múltiples dispositivos electrónicos, por lo tanto, el modelo matemático deberá de representar el comportamiento de las variables eléctricas, así como la interacción entre ellas y los componentes del convertidor. Algunas de las variables eléctricas posteriormente se convertirán en los parámetros a controlar en el convertidor.

2.1. Sistemas de transmisión VSC-HVDC

Como primer paso para crear el modelo se define el sistema; la Figura 2.1 muestra de forma esquemática un sistema de transmisión de corriente directa en alto voltaje basado en convertidores fuente de voltaje o VSC-HVDC (por sus siglas en inglés) [?]. El sistema está formado por dos subsistemas simétricos, que a su vez están compuestos por una etapa de acoplamiento donde se acondicionan los niveles de tensión y corriente en CA de las redes eléctricas y de un VSC que se encarga de la tarea de conversión. Ambos subsistemas están interconectados por la línea de transmisión o bus de CD que para los propósitos de este tema de tesis se debe considerar que es de varios cientos de kilómetros.

Como siguiente punto, se encuentran las funciones que debe desempeñar el sistema, las

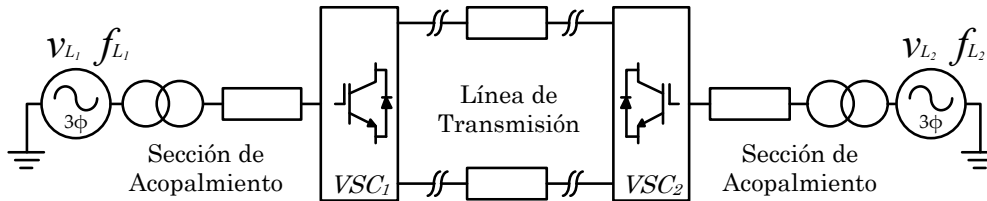


Figura 2.1. Esquema de transmisión VSC-HVDC.

cuales son:

- Transmitir potencia activa de forma bidireccional.
- Suministrar potencia reactiva de forma independiente a cada una de las redes.
- Entregar voltajes y corrientes balanceados.
- Interconectar redes en CA que trabajan con distintas frecuencias de línea.

2.1.1. Transmisión VSC-HVDC basada en convertidores NPC

La transmisión HVDC basada en VSC del tipo diodos de enclavamiento, es un esquema similar al mostrado por la Figura 2.1, donde cada convertidor tiene un diagrama eléctrico como el que muestra la Figura 2.2; cabe resaltar que los puntos a tierra son diferentes.

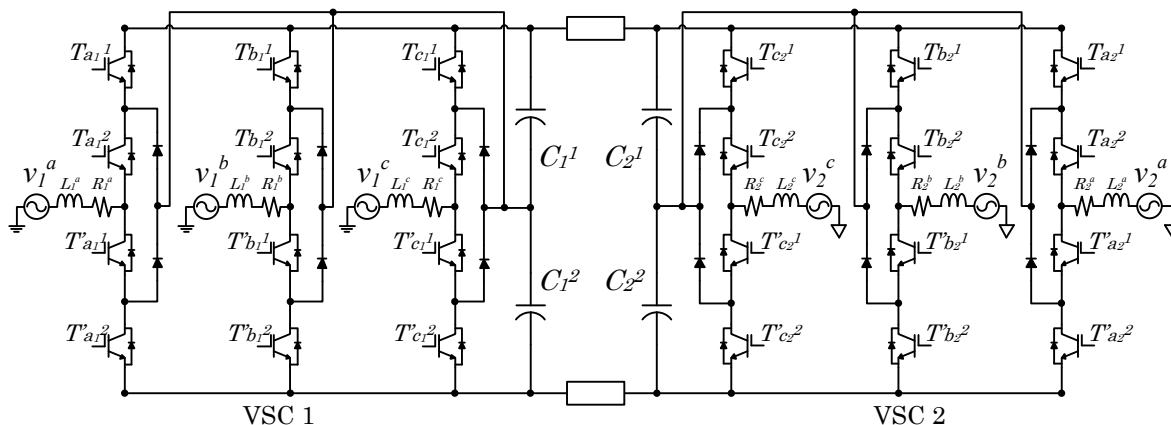


Figura 2.2. Circuito del convertidor diodos de enclavamiento de tres niveles en configuración Back to Back.

El sistema HVDC en configuración Back to Back, tiene la propiedad de que el estudio de uno de los VSC es extensible al otro sin importar el sentido del flujo de la potencia; esto se traduce en que es posible aplicar el modelo del VSC sin que sea afectado por la tarea que desarrolla en un instante determinado.

2.1.2. Parámetros del sistema VSC-HVDC

El trabajo de tesis se enfoca en analizar el comportamiento de un convertidor NPC dentro de un esquema de transmisión HVDC, por tal razón se parte de parámetros conocidos para los diferentes elementos del sistema. En [?] se establecen los parámetros experimentales de un sistema de transmisión VSC-HVDC, los cuales se emplean a lo largo de este trabajo de tesis; a continuación se muestran los parámetros de ambas redes de CA línea de transmisión y la potencia nominal del sistema. La Tabla 2.1 muestra las características para las que se propone una frecuencia de línea diferente, con el fin de estudiar la interconexión de sistemas asíncronos.

Tabla 2.1. Parámetros del sistema de transmisión VSC-HVDC basados en una aplicación real.

Sección de acoplamiento			Línea de Transmisión		
Parámetro	Valor	Unidades	Parámetro	Valor	Unidades
$V_{1,2}^{abc}$	122.5	kV _{l-rms}	V_{cd}	350	kV
P_n^{abc}	0.75	Ω	R_x^m	0.0139	Ω/km
L_n^{abc}	20	mH	L_x^m	159	$\mu\text{H}/\text{km}$
f_1	60	Hz	Distancia	500	km
f_2	50	Hz	C_n^m	1000×10^{-6}	F
m_f	19	—	R_n^m	1.0×10^8	Ω

En este estudio de tesis se lleva al convertidor hasta un punto de operación diferente al mostrado en [?], con la finalidad de probar el sistema en una potencia mayor; es por eso que se propone la siguiente tabla de valores con las potencias nominales del convertidor.

Tabla 2.2. Capacidad en potencia del convertidor.

Potencias nominales del sistema				
Convertidor	$P_{\text{máx}}$	$P_{\text{mín}}$	$Q_{\text{máx}}$	$Q_{\text{mín}}$
VSC ₁	1000MW	-1000MW	200MVAR	-200MVAR
VSC ₂	1000MW	-1000MW	200MVAR	-200MVAR

2.2. Funcionamiento del convertidor diodos de enclavamiento

Antes de representar de forma cuantitativa el comportamiento del convertidor diodos de enclavamiento es necesario mencionar cómo es el comportamiento de forma cualitativa.

2.2.1. Análisis cualitativo

El análisis cualitativo consiste en revisar de forma sencilla y evidente el cómo se comporta el VSC diodos de enclavamiento de tres niveles, el cual genera una forma de onda como la que muestra la Figura 2.3.

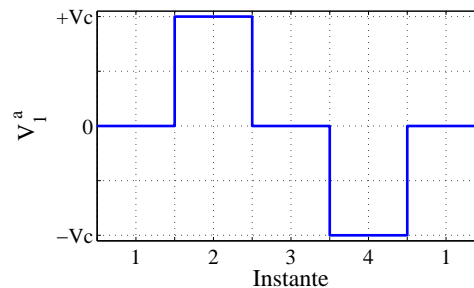


Figura 2.3. Forma de onda de tres niveles.

Para que el convertidor sea capaz de sintetizar esta forma de onda a la salida de la etapa inversora, es necesario un correcto accionamiento de los interruptores, una de las restricciones para la conmutación de los interruptores es que el $T_{f_n}^g$ y $T_{f_n}^{\prime g}$ ⁽¹⁾ estén accionados de forma complementaria con el fin de que no se genere un corto circuito en el convertidor.

Los estados de encendido y apagado en cada uno de los interruptores del convertidor sólo tienen un número determinado de combinaciones y para cada una de estas combinaciones permisibles genera una salida específica. La Tabla 2.3 muestra los tres estados de conmutación y la respuesta que se obtiene en el lado de CA [?, ?].

¹Donde: $f = a, b, c$ es cada una de las fases de un sistema trifásico, $n = 1, 2$ representa a uno o a otro convertidor y $g = 1, 2$ que representa la parte superior o inferior de cada convertidor.

Tabla 2.3. Estados de conmutación del NPC-VSC de tres niveles.

Estado	$T_{a_1}^1$	$T_{a_1}^2$	$T'_{a_1}^1$	$T'_{a_1}^2$	Salida
1	1	1	0	0	$+V_{c_1^1}$
2	0	1	1	0	0
3	0	0	1	1	$-V_{c_1^2}$

Donde:

$T_{f_n}^g$: son los interruptores de cada rama del convertidor,
 $\{0, 1\}$: son niveles lógicos que representan los posibles estado del interruptor (apagado o encendido).

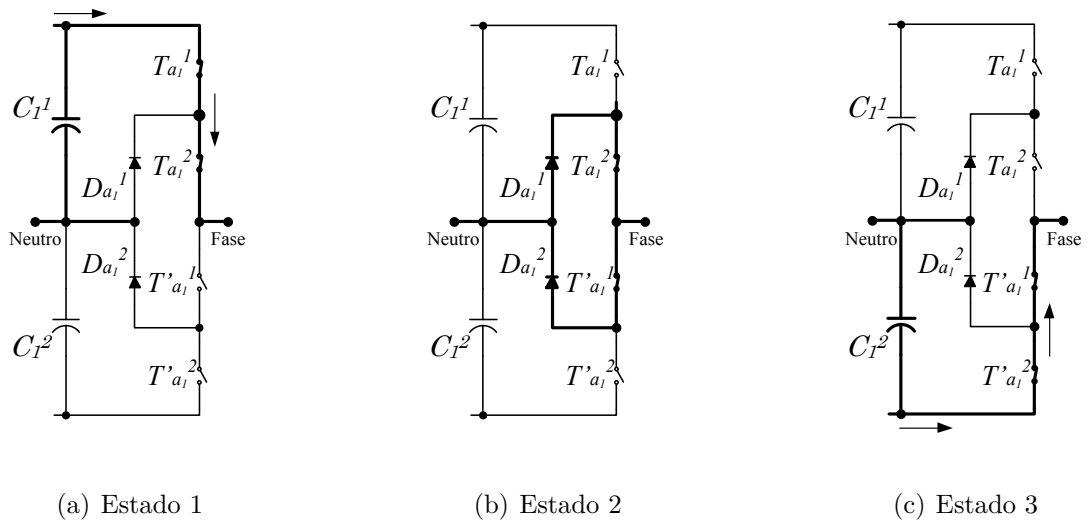


Figura 2.4. Trayectorias de la corriente para los diferentes estados de conmutación del VSC-NPC.

Cada uno de los estados de conmutación permite que la corriente circule a través del convertidor por trayectorias diferentes. Las circuitos de la Figura 2.4 presentan la trayectoria de la corriente para cada uno de los estados. Los estados 1 y 3 que corresponden a las Figuras 2.4(a) y 2.4(c) respectivamente, entregan un voltaje igual al que posee cada uno de los condensadores pero de forma tal que el primero tiene polaridad positiva y el segundo de forma negativa. El estados 2 presenta el voltaje igual a cero en el lado de CA.

2.3. Modelo matemático en *abc*

El modelo matemático en *abc* del sistema VSC-HVDC se caracteriza porque las variables tanto eléctricas como de modulación son dependientes del tiempo. Para generar las ecuaciones que rigen el comportamiento del circuito de la Figura 2.2 es necesario hacer algunas consideraciones necesarias para simplificar el desarrollo del modelo matemático [?].

Las consideraciones para simplificar el circuito son:

- Los voltajes y las corrientes de CA están balanceados en magnitud y fase.
- Los parámetros de las secciones de acoplamiento están balanceadas.
- Los dispositivos semiconductores se modelan como interruptores ideales de tres posiciones.
- La tensión de cada condensador se considera constante, balanceada e independiente.
- Las pérdidas en la línea de transmisión se representan mediante un arreglo de resistencias.

Con base en las consideraciones mencionadas se genera el esquema de la Figura 2.5 que muestra el comportamiento del sistema VSC-HVDC de manera simplificada.

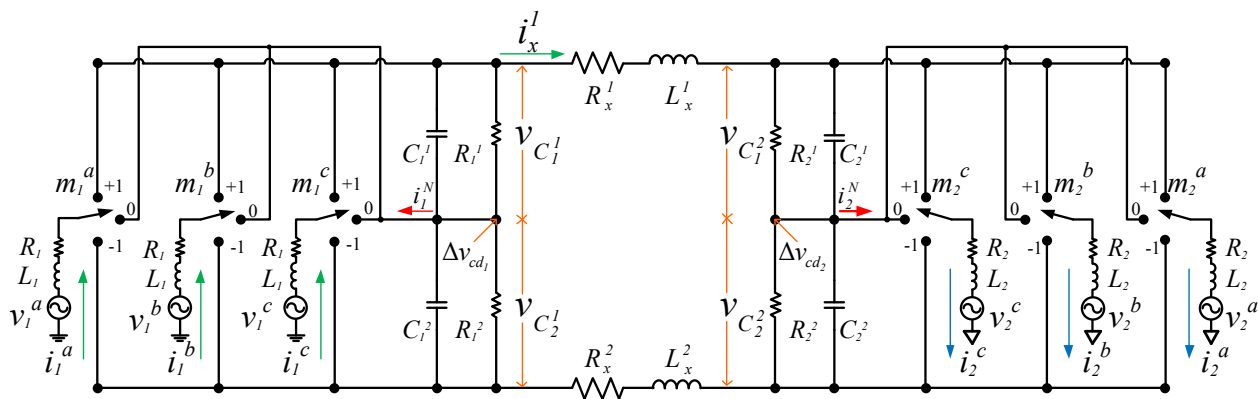


Figura 2.5. Esquema simplificado del convertidor NPC de 3 niveles en configuración Back to Back.

Es preciso mencionar que por simplicidad y con el fin de facilitar el entendimiento de los análisis matemáticos, en el resto del trabajo, las funciones dependientes del tiempo se escriben en minúsculas omitiendo la notación del tiempo, por ejemplo $x_n(t)$ se escribirá x_n .

En base al esquema de la Figura 2.5 se definen de forma sencilla los términos: tensión total del bus de CD o (V_{cd_n}) como la sumatoria de las tensiones de cada condensador, tal y como se muestra en la ecuación (2.1a) y la diferencia entre las tensiones de los condensadores se denomina desbalance y se denota como ΔV_{cd_n} , el cual se muestra en (2.1b).

$$V_{cd_n} = V_{C_n^1} + V_{C_n^2} \quad (2.1a)$$

$$\Delta V_{cd_n} = V_{C_n^1} - V_{C_n^2} \quad (2.1b)$$

Donde n hace referencia a un VSC o al otro y por lo tanto puede tomar valores de $\{1, 2\}$.

Para analizar el comportamiento del convertidor es necesario usar las leyes de *Kirchhoff*; puesto que es preciso conocer el comportamiento de las variables eléctricas del sistema [?].

2.3.1. Análisis de la sección de CA

La etapa de CA del convertidor está representada en la Figura 2.5 y comprende desde las fuentes y líneas de CA hasta un punto antes de llegar a los nodos que interconectan al VSC con los condensadores. La ley de voltajes de *Kirchhoff* ayuda a obtener la ecuación (2.2) dónde la suma de los voltajes de cada fase es igual a cero.

$$\mathbf{v}_n^{abc} - v_{R_n} - v_{L_n} - \mathbf{m}_n^{abc} \cdot V_{C_n^g} + (V_{C_n^{g1}} - V_{C_n^{g2}}) = 0 \quad (2.2)$$

Donde:

- n : hace referencia al VSC y toma valores de 1 ó 2,
- g : hace referencia a la sección superior o inferior, tomando valores de 1 ó 2 respectivamente,
- \mathbf{v}^{abc} : son las tensiones de la línea de CA, dispuestas en forma vectorial de la siguiente manera, como $[v^a \ v^b \ v^c]^T$,
- \mathbf{m}^{abc} : son las moduladoras trifásicas, dispuestas en forma vectorial de la siguiente manera, como $[m^a \ m^b \ m^c]^T$.

Al sustituir los valores de voltaje para el inductor y la resistencia en la ecuación (2.2) se obtiene la ecuación (2.3) que corresponde a la suma de voltajes para cada fase del convertidor.

$$\mathbf{v}_n^{abc} - R_n \mathbf{i}_n^{abc} - L_n \frac{d\mathbf{i}_n^{abc}}{dt} - \mathbf{m}_n^{abc} V_{C_n^g} + (V_{C_n^{g1}} - V_{C_n^{g2}}) = 0 \quad (2.3)$$

Donde:

- $i_{E_{n_1}^g}$: es la corriente que proviene del VSC y es igual a $\frac{1}{2}\mathbf{m}_{n_1}^{abcT} \cdot \mathbf{i}_{n_1}^{abc}$,
- $i_{C_{n_1}^g}$: es la corriente que circula por el condensador,
- $i_{R_{n_1}^g}$: es la corriente que corre a través de la resistencia $R_{n_1}^g$,
- $i_{x_n^g}$: es la corriente que circula por la línea de transmisión,
- $\frac{i_1^N}{2}$: es la corriente del punto neutro,
- n : denota el VSC al que pertenece el término; con $n \in \{1, 2\}$,
- g : identifica la sección ya sea superior o inferior; con $g \in \{1, 2\}$.

Si dentro de la ecuación (2.5) se substituyen los valores de las corrientes en las resistencias y en el condensador se obtiene la ecuación (2.6a). Dado que es necesario analizar la etapa de CD, como un todo, se genera una ecuación para cada sección (superior e inferior), es por eso que la ecuación (2.6) está formada por dos expresiones.

$$\frac{1}{2}\mathbf{m}_{n_1}^{abcT} \cdot \mathbf{i}_{n_1}^{abc} - C_{n_1}^1 \frac{dv_{C_{n_1}^1}}{dt} - \frac{v_{C_{n_1}^1}}{R_{n_1}^1} - \frac{v_{C_{n_1}^1}}{R_x^1} + \frac{v_{C_{n_2}^1}}{R_x^1} + \frac{i_1^N}{2} = 0 \quad (2.6a)$$

$$\frac{1}{2}\mathbf{m}_{n_1}^{abcT} \cdot \mathbf{i}_{n_1}^{abc} - C_{n_1}^2 \frac{dv_{C_{n_1}^2}}{dt} - \frac{v_{C_{n_1}^2}}{R_{n_1}^2} - \frac{v_{C_{n_1}^2}}{R_x^2} + \frac{v_{C_{n_2}^2}}{R_x^2} - \frac{i_1^N}{2} = 0 \quad (2.6b)$$

Donde:

- C_n^g : es el valor de los condensadores,
- R_n^g : son las resistencias en paralelo con los condensadores,
- R_x^g : es el valor de la resistencia de la línea de transmisión,
- $v_{C_n^g}$: es la tensión de cada condensador,
- i_n^N : es la corriente del neutro,
- \mathbf{i}_n^{abc} : son las corrientes de línea,

Empleando las ecuaciones (2.1) y suponiendo que ambas secciones (superior e inferior) de la etapa de CD tienen parámetros similares, se llega a las expresiones (2.7), donde el comportamiento de la tensión del bus de CD y el desbalance están en función de parámetros conocidos.

$$\frac{dv_{cd_1}}{dt} = \frac{1}{C_1^1} \left[-\frac{v_{cd_1}}{R_{eq_1^1}} + \frac{v_{cd_2}}{R_x^1} + \mathbf{m}_1^{abcT} \cdot \mathbf{i}_1^{abc} \right] \quad (2.7a)$$

$$\frac{d\Delta v_{cd_1}}{dt} = \frac{1}{C_1^2} \left[-\frac{\Delta v_{cd_1}}{R_{eq_1^2}} + \frac{\Delta v_{cd_2}}{R_x^2} + i_1^N \right] \quad (2.7b)$$

$$\text{Donde: } R_{eq^m} = \frac{R_n^m \cdot R_x^m}{R_n^m + R_x^m}$$

Cabe mencionar que el modelo matemático de todo el convertidor estará compuesto por dos juegos de ecuaciones, que a su vez están integrados por las ecuaciones (2.4) y (2.7); dando un total de diez ecuaciones las cuales modelan al sistema completo.

2.4. Modelo matemático en $DQ0$

El marco de referencia $DQ0$ es también conocido como marco de referencia síncrono. Este marco de referencia tiene varias ventajas sobre el sistema en abc , una de ellas es simplificar la implementación de la tarea de control en algunos sistemas; gracias a que reduce el número de variables que afectan la dinámica de cada variable de estado, además de reducir los esfuerzos en control al convertir tareas de seguimiento en tareas de regulación [?, ?].

Para mapear las variables de un marco de referencia a otro y viceversa se hace uso de una matriz de transformación definida por la ecuación (2.8).

$$\mathbf{K} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta) & \text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{cos}(\theta) & \text{cos}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{cos}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Donde: $\theta = \omega t$ es la velocidad angular del marco $DQ0$.

2.4.1. Propiedades de la transformación de $DQ0$

La transformación de *Park* está definida como $\mathbf{K} : (abc) \leftrightarrow (DQ0)$ y tiene las siguientes propiedades.

$$\mathbf{X}^{dq0} = \mathbf{K}\mathbf{X}^{abc} \quad (2.9a)$$

$$\mathbf{X}^{abc} = \mathbf{K}^{-1}\mathbf{X}^{dq0} = \mathbf{K}^T\mathbf{X}^{dq0} \quad (2.9b)$$

$$\mathbf{K}\mathbf{K}^T = \mathbf{I} \quad (2.9c)$$

Donde:

- \mathbf{X}^{abc} : representa una variable en el marco de referencia abc ,
 \mathbf{X}^{dq0} : representa una variable en el marco de referencia $DQ0$,
 \mathbf{K} : es la matriz de transformación.

2.4.2. Mapeo a $DQ0$ de las ecuaciones de corriente

Es posible obtener una representación de las ecuaciones del convertidor, en el marco de referencia $DQ0$ haciendo uso de la transformación de *Park*.

Se reescribe la ecuación de corrientes del convertidor dada por ecuación (2.4) con la diferencia de que en la ecuación (2.10) se mueve el término L_1 al lado izquierdo de la ecuación.

$$L_1 \frac{d\mathbf{i}_1^{abc}}{dt} = -R_1 \mathbf{i}_1^{abc} - \mathbf{m}_1^{abc} \frac{V_{cd1}}{2} + \Delta V_{cd1} + \mathbf{v}_1^{abc} \quad (2.10)$$

Tomando el término izquierdo la ecuación (2.10) y multiplicandolo por el factor $\mathbf{K}\mathbf{K}^{-1}$ con la finalidad de no alterarlo se tiene,

$$L_1 \frac{d\mathbf{i}_1^{abc}}{dt} = L_1 \frac{d\mathbf{K}\mathbf{K}^{-1}\mathbf{i}_1^{abc}}{dt} \quad (2.11)$$

La expresión (2.12) presenta a (2.11) después de haber sido desarrollada.

$$L_1 \frac{d\mathbf{K}\mathbf{K}^{-1}\mathbf{i}_1^{abc}}{dt} = L_1 \frac{d\mathbf{K}^T}{dt} \mathbf{i}_1^{dq0} + L_1 \mathbf{K}^T \frac{d\mathbf{i}_1^{dq0}}{dt} \quad (2.12)$$

Sustituyendo a (2.12) en (2.10) se obtiene lo siguiente.

$$L_1 \frac{d\mathbf{K}^T}{dt} \mathbf{i}_1^{dq0} + L_1 \mathbf{K}^T \frac{d\mathbf{i}_1^{dq0}}{dt} = -R_1 \mathbf{i}_1^{abc} - \mathbf{m}_1^{abc} \frac{V_{cd1}}{2} + \Delta V_{cd1} + \mathbf{v}_1^{abc} \quad (2.13)$$

La ecuación (2.14) se obtiene al multiplicar por la izquierda la matriz de transformación \mathbf{K} en la ecuación (2.13).

$$L_1 \mathbf{K} \frac{d\mathbf{K}^T}{dt} \mathbf{i}_1^{dq0} + L_1 \mathbf{K}\mathbf{K}^T \frac{d\mathbf{i}_1^{dq0}}{dt} = -R_1 \mathbf{K}\mathbf{i}_1^{abc} - \mathbf{K}\mathbf{m}_1^{abc} \frac{V_{cd1}}{2} + \mathbf{K}\Delta V_{cd1} + \mathbf{K}\mathbf{v}_1^{abc} \quad (2.14)$$

Aplicando las propiedades dadas por (2.9) a (2.14) se obtiene.

$$L_1 \mathbf{K} \frac{d\mathbf{K}^T}{dt} \mathbf{i}_1^{dq0} + L_1 \frac{d\mathbf{i}_1^{dq0}}{dt} = -R_1 \mathbf{i}_1^{dq0} - \mathbf{m}_1^{dq0} \frac{V_{cd1}}{2} + \mathbf{K} \Delta V_{cd1} + \mathbf{v}_1^{dq0} \quad (2.15)$$

Desarrollando el término que contiene a $\frac{d\mathbf{K}^T}{dt}$ presente en la ecuación (2.15) se tiene

$$L_1 \mathbf{K} \frac{d\mathbf{K}^T}{dt} \mathbf{i}_1^{dq0} = L_1 \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_1^{dq0} \quad (2.16)$$

Para transformar a ΔV_{cd1} al marco de referencia $DQ0$ se parte del hecho de que el neutro de los sistemas de CA está aislado magnéticamente y por lo tanto la corriente del neutro es nula en todo momento. Debido a esto se puede proponer que el desbalance entre los condensadores es el voltaje en el punto neutro que al ser mapeado a $DQ0$ se transforma en el voltaje de la componente cero, como la muestra la ecuación (2.17). Para más información ver el Anexo 3.

$$V_1^0 = \frac{\Delta V_{cd1}}{\sqrt{3}} \quad (2.17)$$

Al sustituir las ecuaciones (2.16) y (2.17) en (2.15) se obtiene.

$$L_1 \frac{d\mathbf{i}_1^{dq0}}{dt} = -R_1 \mathbf{i}_1^{dq0} - \mathbf{m}_1^{dq0} \frac{V_{cd1}}{2} - L_1 \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_1^{dq0} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \frac{\Delta V_{cd1}}{\sqrt{3}} + \mathbf{v}_1^{dq0} \quad (2.18)$$

2.4.3. Mapeo a $DQ0$ de las ecuaciones de tensión

Para transformar las ecuaciones (2.7) correspondientes al comportamiento del bus de CD se hace uso de la matriz \mathbf{K} y del mapeo a $DQ0$ para la corriente del neutro.

Ecuación de la tensión del bus de CD

Retomando las ecuaciones (2.7a) e introduciendo el factor $\mathbf{K}^T \mathbf{K}$ se obtiene.

$$\frac{dv_{cd1}}{dt} = \frac{1}{C_1^1} \left[-\frac{v_{cd1}}{R_{eq1}^1} + \frac{v_{cd2}}{R_x^1} + \mathbf{m}_1^{abcT} \mathbf{K}^T \mathbf{K} \mathbf{i}_1^{abc} \right] \quad (2.19)$$

Se resuelven las multiplicaciones $\mathbf{m}_1^{abcT} \mathbf{K}^T$ y $\mathbf{K} \mathbf{i}_1^{abc}$ en base a (2.9) y se obtiene la ecuación (2.23a) que representa el comportamiento de la tensión del bus de CD.

$$\frac{dv_{cdn_1}}{dt} = \frac{1}{C_{n_1}^1} \left[-\frac{v_{cdn_1}}{R_{eqn_1}^1} + \frac{v_{cdn_2}}{R_x^1} + \mathbf{m}_{n_1}^{dq0T} \mathbf{i}_{n_1}^{dq0} \right] \quad (2.20)$$

Ecuación del desbalance entre los condensadores

Para hacer el mapeo al marco $DQ0$ de la ecuación (2.7b), que es reescrita a continuación.

$$\frac{d\Delta v_{cd1}}{dt} = \frac{1}{C_1^2} \left[-\frac{\Delta v_{cd1}}{R_{eq1}^2} + \frac{\Delta v_{cd2}}{R_x^2} + i_1^N \right]$$

Haciendo uso de la definición para las componentes del punto neutro de la transformada de Park, la cual establece que:

$$i^N = \frac{i^0}{\sqrt{3}} \quad (2.21)$$

se obtiene la ecuación del desbalance en $DQ0$ que se presenta a continuación.

$$\frac{d\Delta v_{cdn_1}}{dt} = \frac{1}{C_{n_1}^2} \left[-\frac{\Delta v_{cdn_1}}{R_{eqn}^2} + \frac{\Delta v_{cdn_2}}{R_x^2} + \frac{i_{n_1}^0}{\sqrt{3}} \right] \quad (2.22)$$

Finalmente se mencionan las expresiones que representan al comportamiento del bus de CD en el marco de referencia $DQ0$.

$$\frac{dv_{cdn_1}}{dt} = \frac{1}{C_{n_1}^1} \left[-\frac{v_{cdn_1}}{R_{eqn_1}^1} + \frac{v_{cdn_2}}{R_x^1} + \mathbf{m}_{n_1}^{dq0T} \mathbf{i}_{n_1}^{dq0} \right] \quad (2.23a)$$

$$\frac{d\Delta v_{cdn_1}}{dt} = \frac{1}{C_{n_1}^2} \left[-\frac{\Delta v_{cdn_1}}{R_{eqn}^2} + \frac{\Delta v_{cdn_2}}{R_x^2} + \frac{i_{n_1}^0}{\sqrt{3}} \right] \quad (2.23b)$$

Con esto se termina la parte del modelado del VSC.

2.5. Modelado de la línea de transmisión

Las líneas de transmisión y su comportamiento es un área de investigación muy amplia que existe desde antes de que los primeros corredores de transmisión fueran instalados [?].

Dentro de la bibliografía especializada se menciona que un modelo sencillo pero que representa de manera adecuada los fenómenos de una línea de transmisión, debe de partir del estudio eléctrico y magnético de la misma.

En las siguientes secciones se analizan varios de los fenomenos presentes en la línea de transmisión.

2.5.1. Parámetros básicos de la línea de transmisión

Dentro de los parámetros para modelar una línea de transmisión, que se originan a partir del análisis tanto eléctrico como magnético, se encuentran cuatro que son básicos [?, ?]:

1. La resistencia serie.
2. La inductancia serie.
3. La capacitancia en derivación.
4. La conductancia en derivación.

La resistencia serie está relacionada con las pérdidas I^2R en los conductores y junto con la inductancia serie, dan lugar a las caídas de tensión a lo largo de toda la trayectoria de la línea. La capacitancia en derivación da lugar a las corrientes de carga de las línea. Por último, la conductancia en derivación está relacionada con las corrientes de fuga entre los conductores y tierra, usualmente se desprecia por varias razones: una de ellas es que las pérdidas relacionadas con este fenómeno son mucho menores en comparación con las producidas por las impedancias en serie y este parámetro es altamente dependiente de las condiciones ambientales en las que se encuentre la línea de transmisión y que varían a lo largo de toda la trayectoria [?]. Las pérdidas por la conductancia en derivación están altamente asociadas a las descargas por el efecto corona.

2.5.1.1. Efecto corona

Un fenómeno que se hace notable en las líneas de transmisión de los sistemas HVDC es el efecto corona, que se reconoce por la emisión de luz violácea acumulada en los vértices pronunciados de un conductor. Este fenómeno es producido por la acumulación de cargas eléctricas alrededor del conductor que provocan la ionización de la atmósfera circundante.

Una de las condiciones para que suceda este fenómeno, es que el voltaje que induce el campo eléctrico sobrepase la tensión crítica; que es el potencial eléctrico suficiente para romper la rigidez dieléctrica del aire y es un valor alrededor de los 30 kV/cm. Las condiciones para que el efecto corona aparezca han sido estudiadas por largo tiempo pero uno de los primeros en caracterizarlas fue *Peek* [?]. Quien desarrolló un método para saber si se reúnen las condiciones necesarias para que el efecto corona se presente en algún punto determinado.

Algunos de los efectos que ocasiona la presencia del fenómeno de corona son: la disipación de energía, la generación de ruido eléctrico en la línea de transmisión, la generación de ruido de radio, la generación de ruido audible (crepitación), la generación de luz visible, la generación de ozono, óxidos de nitrógeno y ácido nítrico[?, ?].

Existen varias formas para combatir esta ionización. Una de ellas es aumentar la separación entre los cables de transmisión, lo cual reduce la cantidad de líneas de campo eléctrico que inciden sobre los conductores; la desventaja es que las estructuras de sujeción tendrían que ser más grandes y eso además de no ser ambientalmente factible, también aumenta el costo de la instalación. Otra manera es aumentar el radio efectivo de los conductores y para ello existen varias formas de hacerlo; aumentando el radio de los conductores, agrupando los conductores que posean la misma polaridad a lo largo de toda la trayectoria de transmisión, lo cual se conoce como transmisión en *haz* y por último el uso de cables huecos como los conductores desnudos de aluminio con alma de acero o ACSR (*Aluminum-Clad Steel Reinforced*), que presentan un radio de conductor mayor [?, ?, ?, ?].

2.5.2. Impedancia serie

Dentro de los parámetros básicos, la impedancia serie es el más relevante puesto que genera la mayor cantidad de pérdidas. Estas pérdidas están asociadas al efecto Joule o I^2R donde R está compuesta por la resistividad del material y también por la inductancia que generan los campo magnéticos alrededor del conductor.

2.5.2.1. Resistencia serie

La resistencia de CD de un conductor a una temperatura específica T está dada por la expresión (2.24).

$$R_{CD,T} = \frac{\rho_T \cdot l}{A} \quad (2.24)$$

Donde:

- ρ_T : es la resistividad del conductor a una temperatura T ,
- l : es la longitud del conductor,
- A : es el área transversal del conductor.

Algunos fenómenos que alteran esta relación son: la variación de temperatura, el trenzado de los cables, la frecuencia fundamental de la corriente que circula y el efecto piel [?].

El efecto piel es un fenómeno que ocasiona que la corriente no se distribuya de forma uniforme en el conductor y es provocado por las corrientes parásitas dentro del conductor, conocidas como corrientes de Foucault o corrientes de Eddy. Este fenómeno es altamente dependiente de la frecuencia así como de la permeabilidad magnética del material. La expresión (2.25) define la profundidad de referencia, la cual permite conocer la distancia desde la superficie que la corriente logra penetrar en el conductor [?].

$$d = 6.61 \left(\frac{1}{\mu_r \cdot f} \frac{\rho}{c} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.25)$$

Donde:

- μ_r : es la permeabilidad magnética relativa y para materiales no magnéticos como el aire o el cobre es igual a 1,
- f : es la frecuencia de la señal de excitación en Hz,
- ρ : resistividad del conductor a la temperatura deseada en $\mu\Omega\text{-cm}$,
- c : resistividad del cobre a 20°C y es igual a 1.724 $\mu\Omega\text{-cm}$.

2.5.2.2. Inductancia serie

Aunado a la resistividad del conductor se encuentra el efecto inductivo, este aparece debido a las líneas de flujo magnético (provenientes de su mismo campo magnético o de los conductores cercanos) que encierran la corriente que fluye a lo largo del conductor. En la literatura se encuentran reportados procedimientos para modelar la inductancia equivalente.

En [?, ?] se presentan valores de impedancia para una gama de conductores usados para la transmisión de energía eléctrica y se menciona que esos valores son aplicables a sistemas de transmisión en CD o en CA sólo teniendo en cuenta la frecuencia de las señales que transitan a través de ellas.

La impedancia de una inductancia está dada por la ecuación (2.26) y es evidente que el valor de la impedancia es linealmente dependiente de la frecuencia.

$$Z_L = 0 + jX_L = j 2\pi f \cdot L \quad (2.26)$$

Donde:

- X_L : expresa el valor de la impedancia inductiva en Ω
- L : es el valor de la inductancia en H.
- f : es la frecuencia de la señal de excitación en Hz,
- j : representa un numero imaginario.

Este efecto inductivo no incide sobre las componentes en corriente directa, puesto que al tener una frecuencia 0 la impedancia inductiva se anula, pero si existen señales que oscilan con respecto al tiempo como los armónicos, estos tienen la característica de excitar el efecto inductivo de la línea de transmisión con resultados que podrían ser o no contraproducentes en la transmisión de energía eléctrica.

2.6. Componentes armónicas en la línea de transmisión

En los sistemas de transmisión VSC-HVDC, el comportamiento del voltaje y la corriente en el bus de CD no son puramente continuos si no que están compuestos también por una serie de armónicos debidos tanto a la modulación así como a las tareas de rectificación e inversión.

El estudio de las componentes armónicas en el bus de CD ayudará a caracterizar el comportamiento de la línea de transmisión, puesto que cada componente armónica genera valores de impedancia dependientes de la frecuencia.

En [?, ?] y [?] se hace un estudio de las componentes armónicas que genera un convertidor diodos de enclavamiento modulado mediante la técnica PD-SPWM, pero con la característica de que en la primeras dos referencias sólo se analiza la salida de la etapa inversora.

Para realizar el estudio del contenido armónico en el bus de CD del sistema HVDC se analizan los resultados de simulación, la cual trabajará bajo un esquema de lazo abierto y los parámetros del sistema están dados por la Tabla 2.1, el sistema en esta prueba transfiere un 10 % más de su potencia nominal.

La Figura 2.7 muestra el comportamiento del bus de CD en el dominio del tiempo resultado

de la simulación en lazo abierto, se aprecia con facilidad que el voltaje de cada VSC contiene cierta cantidad de ruido armónico. Este ruido armónico es de una magnitud del 1.68% con base en el nivel total del bus.

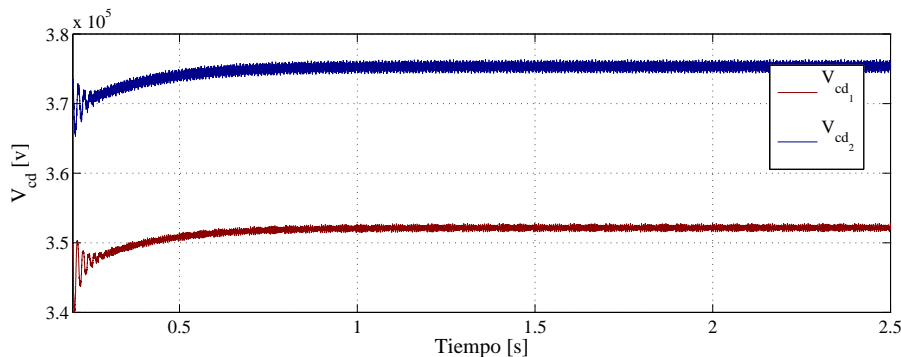


Figura 2.7. Nivel de tensión de CD de cada uno de los VSC.

Si se analiza la tensión en CD del VSC₁, solo presenta componentes armónicas características de el mismo, dejando de lado las que existen en el VSC₂. Esto se debe a que el voltaje en los condensadores está en función de las corrientes que fluyen a través de ellos y las corrientes que entran a la etapa de CD están afectadas por las moduladoras que contienen las componentes armónicas asociadas a la conmutación.

Si cada convertidor funciona con una frecuencia de línea y de conmutación distinta, esto producirá espectros armónicos diferentes en cada VSC; lo cual dificulta el análisis, mediante una medición directa, de las componentes armónicas totales presentes en la tensión de la línea de transmisión.

Para analizar el contenido armónico de la tensión en el bus de CD, se convolucionan las señales de tensión de cada uno de los VSC, lo que permite conjuntar ambos espectros en frecuencia y analizarlos como un todo.

Al descomponer la señal convolucionada en sus componentes armónicos, tal como se ve en la Figura 2.8, se observa que existen componentes armónicas por debajo de las frecuencias de línea de ambas redes de CA debido a la interconexión de sistemas asíncronos; lo que concuerda con [?].

El análisis, aun cuando es realizado utilizando resultados de simulación se considera confiable, puesto que los parámetros del simulador son seleccionados con el fin de apreciar las componentes armónicas de hasta 5.7kHz dado que el paso de impresión es de aproximadamente 17.544 μ s, lo que permitirá observar hasta la componente armónica número 95. Puesto que para este caso en particular las frecuencias del línea son de 50 y 60Hz, así como, el m_f

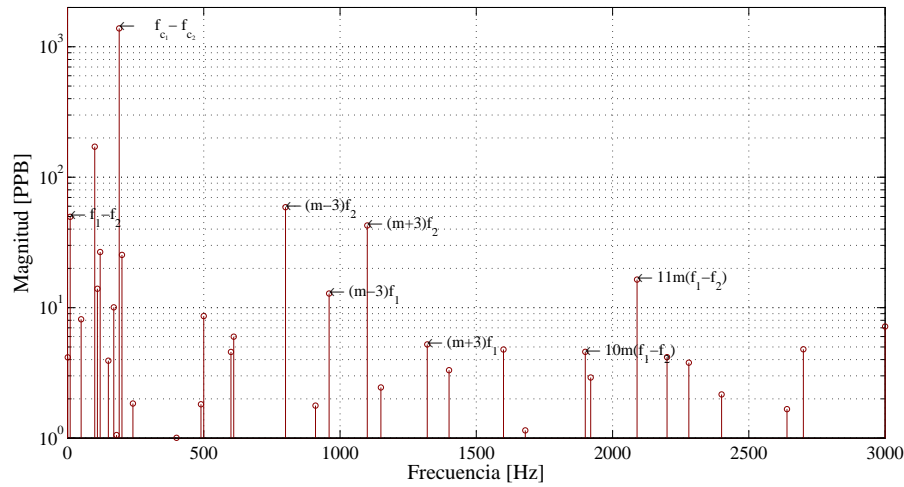


Figura 2.8. Componentes armónicas en V_{cd} .
Con base en las frecuencias de línea f_n y un $m_f = m$.

tiene un valor de 19, permitiendo que las frecuencias de conmutación estén alrededor de los 1kHz.

También es importante caracterizar la corriente que circula a través del bus de CD, puesto que la corriente es la que interactúa directamente con el efecto inductivo de la línea de transmisión. La Figura 2.9 muestra cuáles son las componentes de esta señal. Se observa que el contenido armónico está compuesto principalmente por las componentes asociadas a la conmutación.

2.7. Comportamiento en frecuencia de la etapa de CD

Una vez caracterizadas las componentes armónicas presentes en el voltaje y la corriente del bus de CD, es necesario conocer cuál es el comportamiento de la línea de transmisión ante estas perturbaciones. En la presente sección se analiza el comportamiento de la etapa de CD en función de la frecuencia con la finalidad de observar los efectos que tiene la impedancia de línea al interactuar con el sistema.

Los parámetros mostrados en la Tabla 2.1 son considerados para llevar a cabo los siguientes análisis. Además la Figura 2.10 se utilizará como apoyo para el planteamiento de las ecuaciones posteriores, esta figura representa la etapa de CD del sistema donde la línea de transmisión es representada como un arreglo RL en serie.

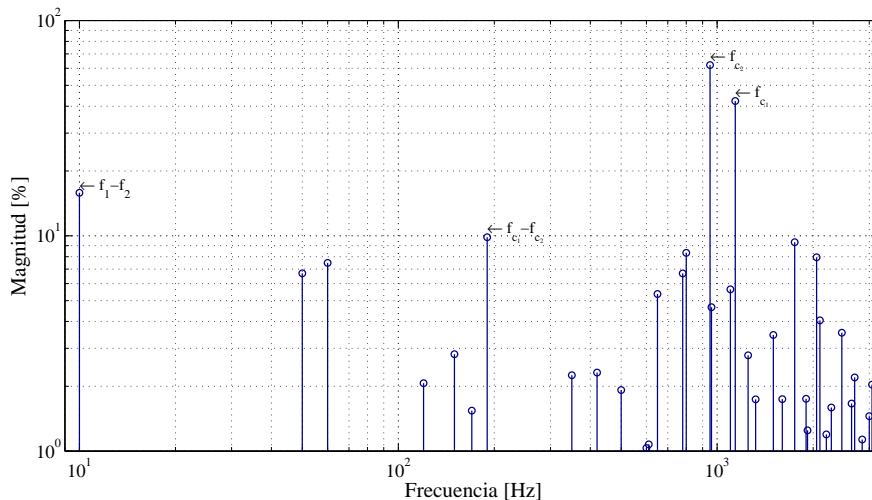


Figura 2.9. Componentes armónicas en I_{cd} .
 Con base en las frecuencias de línea f_n y un f_{c_n} .

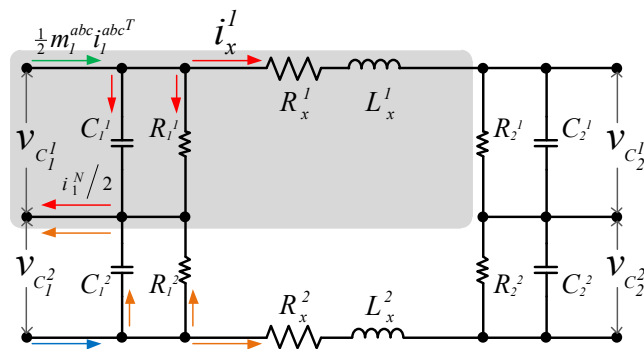


Figura 2.10. Etapa de CD del sistema de VSC-HVDC con impedancia serie.

2.7.1. Comportamiento como filtro de primer orden

Para analizar como interactúa la impedancia de línea con las diferentes componentes armónicas contenidas en el bus de de CD, se parte de la ecuación (2.27) donde se consideran una vez más la tensión de los condensadores constante.

$$i_x = -\frac{v_{C_{n1}^1}}{R_x^1 + j\omega L_x^1} + \frac{v_{C_{n2}^1}}{R_x^1 + j\omega L_x^1} \tag{2.27}$$

Si se lleva la ecuación (2.27) al dominio de la frecuencia compleja s se obtiene la ecuación (2.28), la cual permite determinar la corriente de salida en base a la caída de

tensión en la línea de transmisión.

$$i_x = \frac{v_{C_{n_2}^1} - v_{C_{n_1}^1}}{R_x^1 + s L_x^1} \quad (2.28)$$

La Figura 2.11 presenta el comportamiento de la ecuación (2.28) en el dominio de la frecuencia. Se observa que presenta un comportamiento similar a un filtro pasa-bajas, el cual tiene una frecuencia de corte aproximada de 13.9Hz lo que representa una desventaja al momento de tratar de eliminar el armónico asociado a la interconexión de las redes. Pero para los armónicos asociados a la conmutación que rondan en frecuencias de 1kHz se tiene una atenuación mucho mayor, del orden de -37dB .

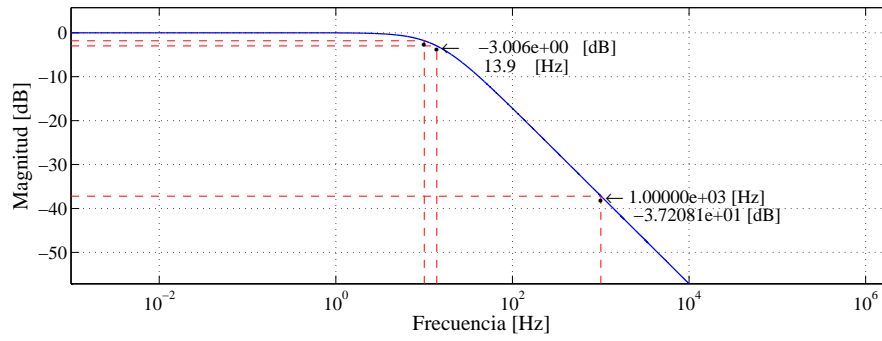


Figura 2.11. Magnitud de la respuesta en frecuencia de la impedancia RL en la línea de transmisión.

2.7.2. Comportamiento como filtro de segundo orden

Para analizar la respuesta en frecuencia del bus de CD en conjunto, esto quiere decir tomando en cuenta los condensadores y las cargas de la línea de transmisión tal como lo muestra el esquema de la Figura 2.10; se parte de la expresión básica de un circuito RLC como sigue,

$$H(s) = \frac{v(s)}{i(s)} = \frac{L R s}{R L C s^2 + L s + 1} = \frac{\frac{1}{C} s}{s^2 + \frac{1}{R C} s + \frac{1}{R L C}} \quad (2.29)$$

si los valores de R, L y C están dados por las expresiones (2.30) se obtiene la ecuación (2.31) que caracteriza el comportamiento del circuito de transmisión.

$$C = C_1^1 + C_2^1 \quad (2.30a)$$

$$L = L_x^1 \quad (2.30b)$$

$$R = \frac{R_1^1 (R_x^1 + R_2^1)}{R_1^1 + R_x^1 + R_2^1} \quad (2.30c)$$

$$H(s) = \frac{v(s)}{i(s)} = \frac{\frac{1}{C_1^1 + C_2^1} s}{s^2 + \frac{R_1^1 + R_x^1 + R_2^1}{R_1^1 (R_x^1 + R_2^1) (C_1^1 + C_2^1)} s + \frac{R_1^1 + R_x^1 + R_2^1}{R_1^1 L_x^1 (R_x^1 + R_2^1) (C_1^1 + C_2^1)}} \quad (2.31)$$

En la Figura 2.12 se observa el comportamiento en frecuencia de la ecuación (2.31). En la figura se encuentra señalado el punto de resonancia, el cual tiene un frecuencia de aproximadamente 1.8×10^{-3} Hz; también se resaltan las frecuencias de 10 Hz y 1000 Hz las cuales se consideran de importancia puesto, que están relacionadas con las componentes armónicas debidas a la interconexión y conmutación respectivamente.

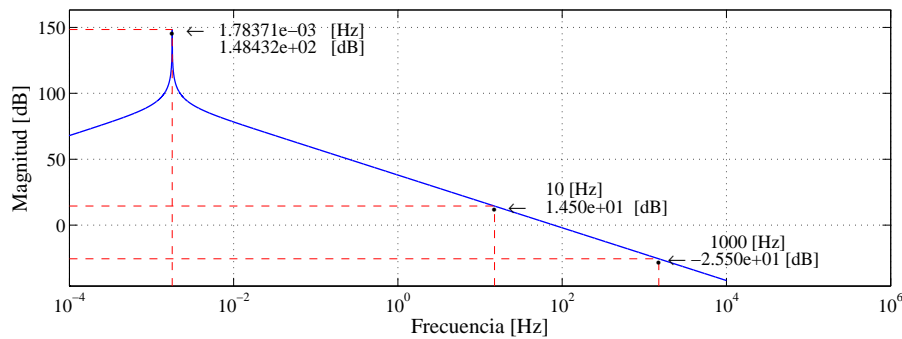


Figura 2.12. Magnitud de la respuesta en frecuencia del bus de CD.

Los resultados obtenidos en las Figuras 2.11 y 2.12 son puntuales puesto que dependen de los parámetros fijos del sistema. Para generalizar esa información se calculan las regiones de resonancia, las cuales permiten saber en qué frecuencia se encuentra el punto de resonancia al hacer variar los parámetros de la etapa de CD.

Si se fijan los demás parámetros del sistema y únicamente se varía el valor de la inductancia de la línea de transmisión se puede obtener la región de resonancia. La Figura 2.13 muestra esta región de resonancia, donde se puede apreciar que las frecuencias que inducen el fenómeno de resonancia son mucho menores a la unidad.

En la Figura 2.14 se observa el comportamiento de la sección de resonancia si se varía únicamente la capacitancia del sistema.

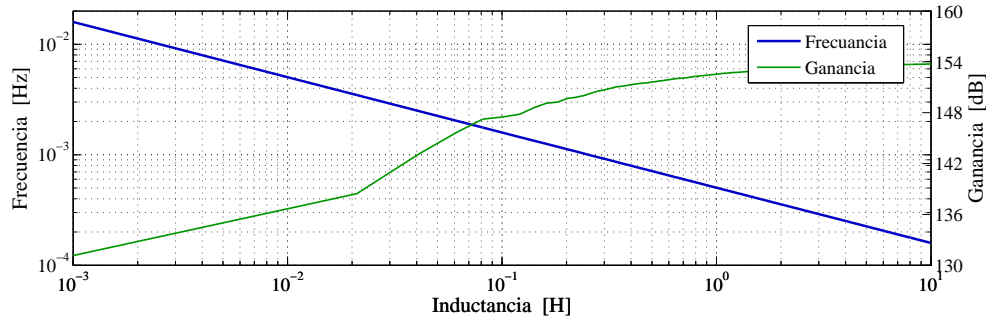


Figura 2.13. Comportamiento de la región de resonancia en función de la Inductancia.

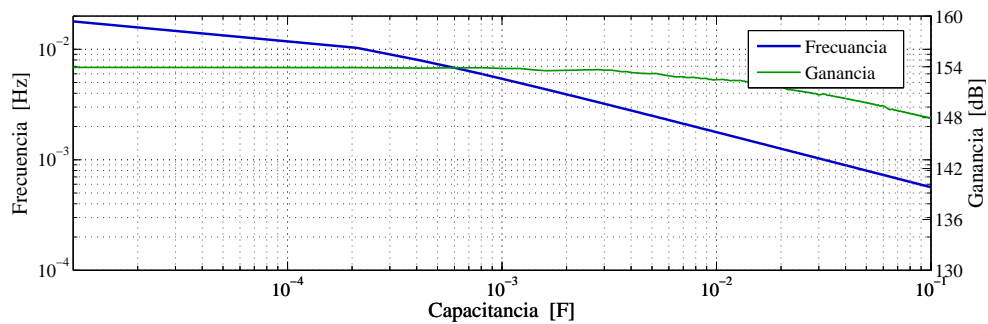


Figura 2.14. Comportamiento de la región de resonancia en función de la capacitancia.

Con base a los resultados obtenidos en esta sección se puede concluir que la inductancia de la línea de transmisión atenúa el rizo presente en el bus de CD puesto que la inductancia presenta un comportamiento similar a un filtro de primer orden y que la región en frecuencia que presenta resonancia no coincide con la zona en la cual se encuentran las componentes armónicas asociadas a la interconexión de redes asíncronas. Por lo tanto, la etapa de CD del sistema tiene un buen comportamiento aún cuando está bajo los efectos de la inductancia de línea.

2.8. Validación del modelo matemático

La validación de los modelos matemáticos se lleva a cabo mediante la comparación de los resultados obtenidos en la simulación de un convertidor diodos de enclavamiento funcionando como rectificador. Cabe mencionar que en la configuración Back to Back ambos

VSC son simétricos, por tal razón, sólo es necesario comprobar el comportamiento de un sólo convertidor para validar el modelo del sistema completo.

La base para hacer las comparaciones y validar el comportamiento de los modelos matemáticos son los resultados de la simulación del circuito eléctrico de potencia, el cual se simula en la plataforma PSCAD[®], puesto que es una de las plataformas más reconocidas para la validación de esquemas en alto voltaje. El circuito eléctrico general del sistema es mostrado por la Figura 2.5 y los detalles de los bloques y esquemas de simulación se muestran en el Anexo B.

Para obtener el comportamiento de los modelos matemático tanto en abc como en $DQ0$ se utiliza SIMULINK de MATLAB[®], en el que se construyen por medio de bloques las ecuaciones de convertidor en los distintos marcos de referencia. Para el modelo abc se utilizan las Ecuaciones (2.3) y (2.7) y para el caso del modelo en $DQ0$ las Ecuaciones (2.18) y (2.23).

El sistema es probado bajo con los parámetros de la Tabla 2.1. Dado que el sistema funciona en lazo abierto se propone el siguiente valor de moduladora $0.4150025525 \angle -20.0181942820^\circ$, el cual tiene diez cifras significativas para evitar errores de convergencia numérica; debido a que señales con rangos entre “0” y “1” controlan variables que tienen valores que van desde cero hasta varios cientos de miles. El método para seleccionar la magnitud y fase de la señal moduladora están reportados en [?] y está enfocado a la transferencia de potencia.

2.8.1. Resultados de simulación del circuito eléctrico

El comportamiento que se obtiene de la simulación del circuito eléctrico de potencia realizada en PSCAD[®] se emplea como base para hacer las comparaciones, puesto que los modelos de los componentes electrónicos y eléctricos son más complejos lo cual asemeja los resultados a la realidad.

En la Figura 2.15(a) se observa el comportamiento de la tensión del bus de CD, la cual alcanza un valor de 350kV en un tiempo de 790ms.

El voltaje y la corriente en CA se muestran en la Figura 2.15(b) donde la corriente tiene un valor pico de 5kA y un desfase de 36° eléctricos, que equivalen a 3.333ms.

El desbalance entre los condensadores se presenta en Figura 2.16(a), el cual tiene un valor promedio de cero con oscilaciones que llegan hasta los 1.75kV.

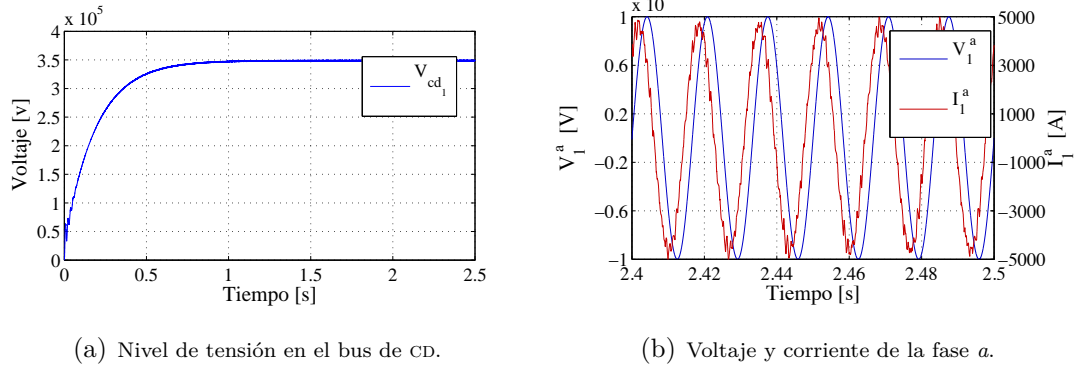


Figura 2.15. Comportamiento del circuito eléctrico en PSCAD®.

La corriente de retorno en el punto neutro alcanza valores de 3kA y se muestra en la Figura 2.16(b).

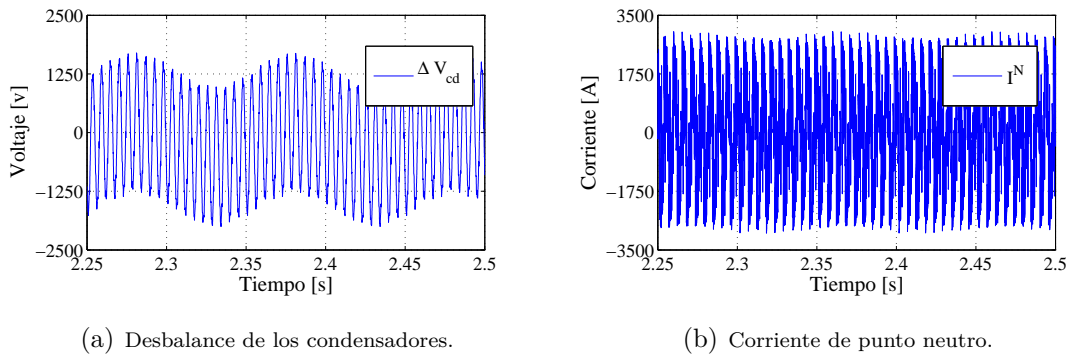


Figura 2.16. Comportamiento del circuito eléctrico en PSCAD®.

2.8.2. Resultados de simulación del modelo en abc

Los resultados de simulación del modelo en abc del convertidor se presentan en las Figuras 2.17 y 2.18, el cual es controlado mediante la modulación PD-SPWM.

La Figura 2.17(a) muestra el comportamiento de la tensión del bus de CD la cual se estabiliza en 350kV con oscilaciones de baja frecuencia con una amplitud del 0.71 %.

La corriente en CA presenta un valor pico en 4.65kA y un desfase con respecto al voltaje de de 36° eléctricos.

En la Figura 2.18 se observa que el desbalance tiene valores pico del 1.625kV, mientras que la corriente en el punto neutro tiene valores máximos en 2.8kA; ambas señales tienen un

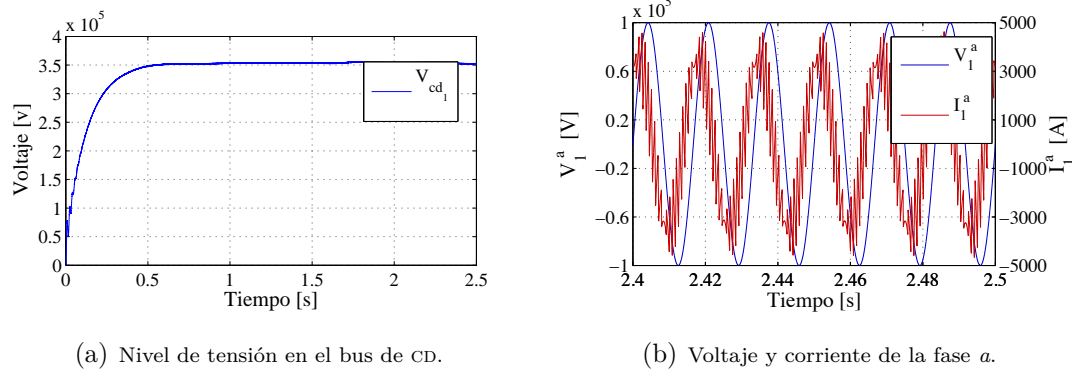


Figura 2.17. Comportamiento del modelo en *abc*.

promedio de cero.

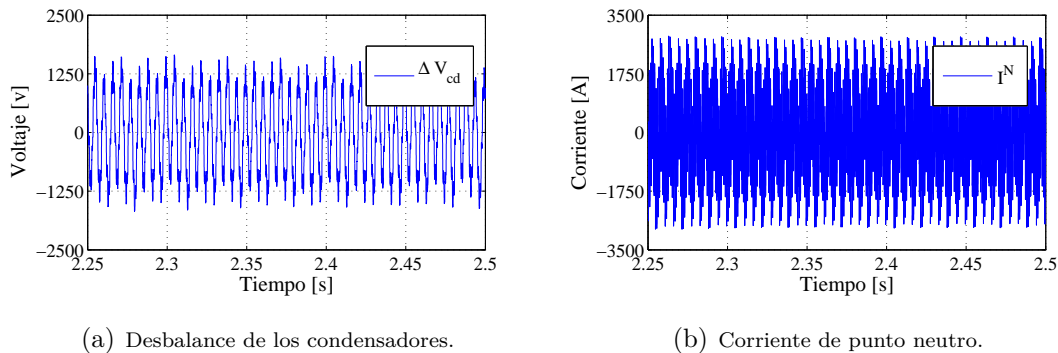


Figura 2.18. Comportamiento del modelo en *abc*.

2.8.3. Resultados de simulación del modelo en *DQ0*

Las Figuras 2.19 y 2.20 muestra el comportamiento del VSC. Los valores tanto de la tensión de CD como del voltaje y de la corriente de fase, se obtienen con una moduladora continua. Pero debido a las condiciones de simetría de magnitud y fase para las señales de entrada, las componentes de desbalance y corriente de neutro son cero; por tal razón se excita el sistema con moduladoras de 3 niveles mapeadas al marco de referencia en *DQ0* con el fin de obtener un comportamiento cercano al real.

El modelo del convertidor en *DQ0* es modulado mediante señales continuas lo que genera como resultado señales sin armónicos asociados a la conmutación. La tensión en el bus de CD alcanza un valor de 367kV en un tiempo aproximado de 1.5s. La corriente en CA tiene un valor pico de 4.25kA con un ángulo de 36° eléctricos.

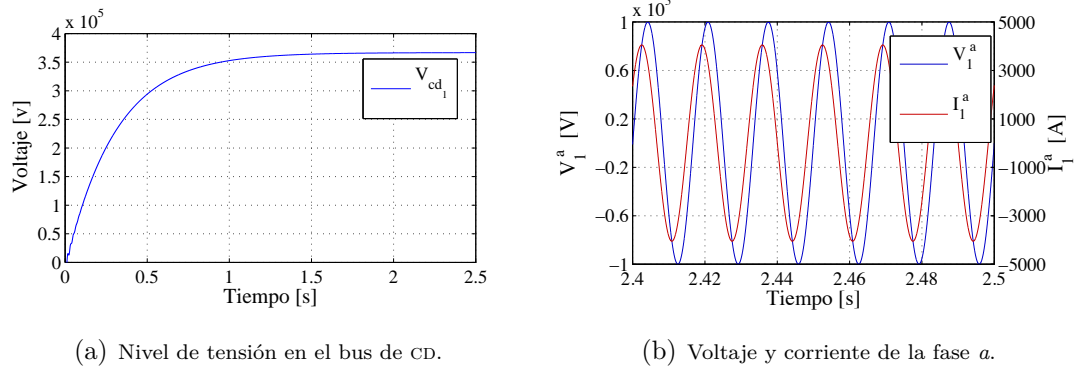


Figura 2.19. Comportamiento del modelo en $DQ0$.

En el modelo $DQ0$ las moduladoras son continuas lo que genera un desbalance entre los condensadores y una corriente en el punto neutro cercanas a cero, por tal razón se alimenta al sistema con señales conmutadas lo que genera un desbalance con valores máximos de 440V y una corriente de neutro que oscila entre $\pm 1.35\text{kA}$.; ambas señales tienen un valor promedio de cero.

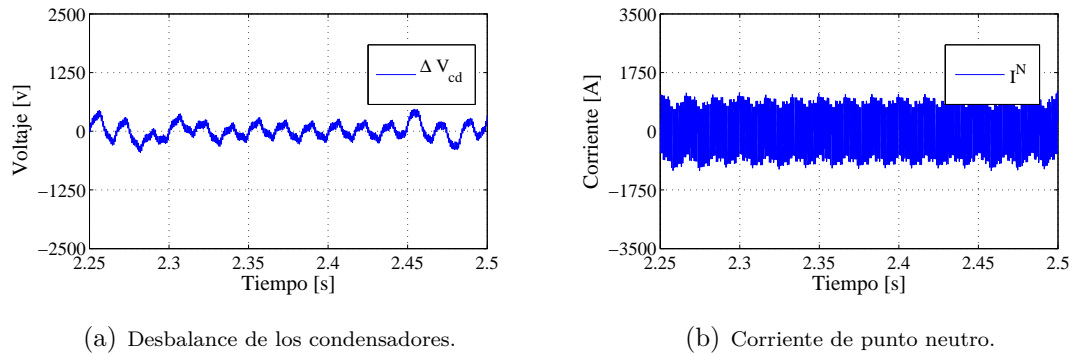


Figura 2.20. Comportamiento del modelo en $DQ0$.

Los resultados que arrojan las simulaciones del modelo en abc como en $DQ0$ son similares al comportamiento del circuito eléctrico de potencia, esto permite tomar como válidos los modelos matemáticos del convertidor.

2.9. Obtención de las regiones de operación

Los resultados de la sección anterior muestran el comportamiento del sistema en un punto de operación definido, pero si se desea observar el comportamiento del sistema dentro de la región lineal es necesario obtener las regiones de operación, las cuales se definen como la delimitación de los puntos de operación que puede alcanzar el convertidor, haciendo un barrido de los valores posibles para las señales de control; que para el caso del convertidor son las señales moduladoras.

En la sección 2.1.2 se mencionó que el punto de operación al que trabajará el sistema en este trabajo de tesis es diferente al mostrado en [?], es por tal motivo que el estudio de la regiones de operación es necesario; con el fin de validar que el convertidor es capaz de funcionar correctamente en el nuevo punto de operación propuesto.

Para obtener el comportamiento en estado estable de un sistema, es necesario hacer que las dinámicas del sistema sean cero; posteriormente el sistema de ecuaciones resultante, se resuelve tomando a las variables de estado como variables dependientes [?].

2.9.1. Regiones de operación del modelo en *abc*

Partiendo de que el sistema está en configuración BtB se puede acotar el estudio del modelo en *abc* del sistema a solamente uno de los dos VSC, puesto que al ser convertidores simétricos ambos tendrán la misma región de operación. Entonces a continuación se muestra el estudio de la región de operación de una VSC diodos de enclavamiento trabajando como una unidad rectificadora.

La región de operación del modelo matemático en *abc* de un VSC parte de las Ecuaciones (2.4) y (2.7), que al ser reescritas en forma matricial quedan expresadas por (2.32) donde se observan las diferentes matrices que componen el modelo.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{L}^{-1} [(\mathbf{R} + \mathbf{J} + \mathbf{U}) \cdot \mathbf{x} + \mathbf{V}] \quad (2.32)$$

Donde:

El vector de estados está definido por

$$\mathbf{x} = \left[i_n^a \quad i_n^b \quad i_n^c \quad V_{cdn} \quad \Delta V_{cdn} \right]^T$$

La matriz de almacenamiento de energía está dada por

$$\mathbf{L} = \mathbf{diag} \left[L_n^a \ L_n^b \ L_n^c \ C_n^{m1} \ C_n^{m2} \right]$$

La matriz de disipación de energía está definida por

$$\mathbf{R} = \mathbf{diag} \left[R_n^a \ R_n^b \ R_n^c \ R_{eqn}^{m1^{-1}} \ R_{eqn}^{m2^{-1}} \right]$$

La matriz de perturbaciones asociadas al desbalance está definida como:

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La matriz de perturbaciones está definida por

$$\mathbf{V} = \left[V_n^a \ V_n^b \ V_n^c \ 0 \ 0 \right]^T$$

La matriz de control está definida como:

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2} m_n^a & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2} m_n^b & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2} m_n^c & 0 \\ m_n^a & m_n^b & m_n^c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Al definir el sistema, se procede a hacer el vector de estado \mathbf{x} igual a 0 y como se indica en [?], se resuelve el sistema simultáneo de ecuaciones para obtener el comportamiento de i_n^a , i_n^b , i_n^c , V_{cdn} y ΔV_{cdn} en función de los parámetros del sistema y de las moduladoras.

Cabe hacer mención de que como el análisis está acotado a un VSC trabajando como una unidad rectificadora, el sistema se propone de tal manera que la energía que absorbe el sistema es disipada por un par de resistencias en el bus de CD las cuales están en paralelo con los condensadores; este par de resistencias también representan las pérdidas no modeladas en el convertidor.

2.9.1.1. Comportamiento de sistema sin desbalance de tensión en CD

Para caracterizar el comportamiento del sistema es necesario hacer algunas consideraciones con el fin de simplificar el modelo y por consecuencia también las ecuaciones resultantes, además de visualizar los resultados de manera sencilla. Se considera que:

- El desbalance de tensión entre los condensadores es constante y muy cercano a cero.
- Los voltajes de los sistemas trifásicos están balanceados en magnitud y fase.
- Las impedancias serie de la sección de acoplamiento se consideran balanceadas.
- Los condensadores de cada VSC tienen parámetros semejantes.
- Ambos conductores de la línea de transmisión poseen características semejantes.

La solución del sistema de ecuaciones simultáneo está dado por el conjunto de expresiones (2.33). En las que se observan los parámetros constantes del sistema. R_n es la resistencia de línea, R_{eqn} es la resistencia equivalente de la línea de transmisión, V es el valor de la magnitud de los voltajes de línea. Los valores de m_n^{abc} son las magnitudes de las moduladoras.

$$i_n^a = \frac{(V + \Delta V_{cd}) (2R_n + R_{eqn} [m_n^{b^2} + m_n^{c^2} - m_n^a (m_n^b + m_n^c)])}{\Gamma} \quad (2.33a)$$

$$i_n^b = \frac{(V + \Delta V_{cd}) (2R_n + R_{eqn} [m_n^{a^2} + m_n^{c^2} - m_n^b (m_n^a + m_n^c)])}{\Gamma} \quad (2.33b)$$

$$i_n^c = \frac{(V + \Delta V_{cd}) (2R_n + R_{eqn} [m_n^{a^2} + m_n^{b^2} - m_n^c (m_n^a + m_n^b)])}{\Gamma} \quad (2.33c)$$

$$V_{cdn} = \frac{2R_{eqn} (V + \Delta V_{cd}) (m_n^a + m_n^b + m_n^c)}{\Gamma} \quad (2.33d)$$

Donde: $\Gamma = 2R_n^2 + R_n R_{eq} (m_n^{a^2} + m_n^{b^2} + m_n^{c^2})$

Si las moduladoras están balanceadas en magnitud y fase, es sencillo expresarla en forma fasorial y así unificar el valor de las tres moduladoras en un sólo valor. Las curvas de la Figura 2.21 muestran el comportamiento del voltaje del bus de CD y de la corriente de una de las fases del convertidor en función de la moduladora.

Se observa en la Figura 2.21 que es posible que el convertidor llegue al punto de operación deseado de 350kV mediante dos valores diferentes para la moduladora, en donde cada uno

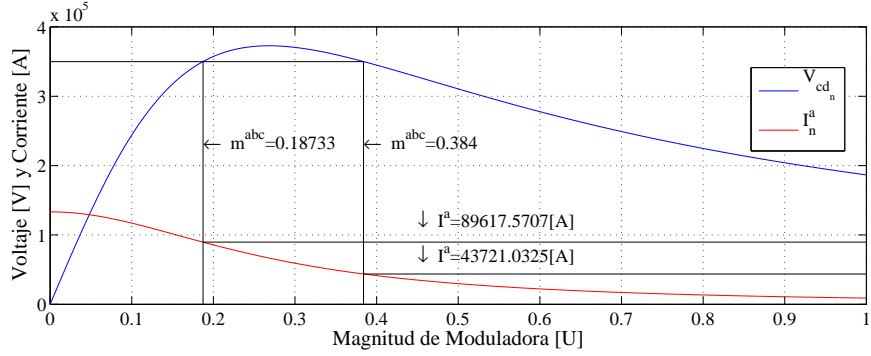
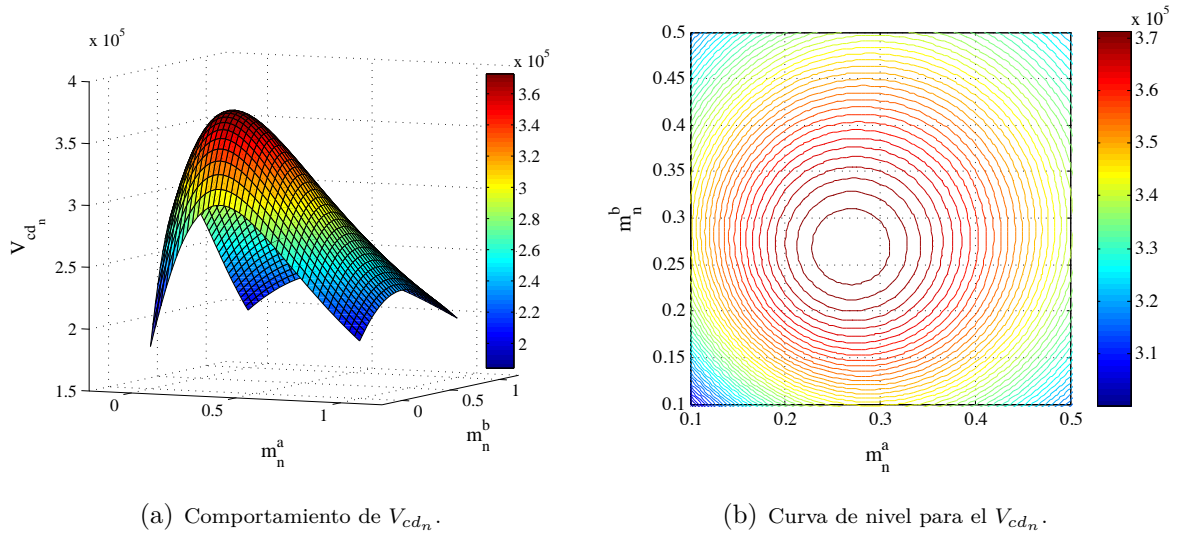


Figura 2.21. Comportamiento en estado estable de V_{cd_n} y de I_n^a despreciando la acción del desbalance entre los condensadores.

de ellos demanda cierta cantidad de potencia de la red de CA. Si se extiende el gráfico, el valor del voltaje empezará a disminuir, este comportamiento no es del todo predecible puesto que si el valor de la moduladora adquiere valores mayores que 1, el sistema sale de la región lineal [?, ?].

Si se varía de forma independiente el valor de las moduladoras el convertidor es capaz de alcanzar un conjunto mayor de puntos de operación, los cuales satisfacen diversos requerimientos como: nivel de tensión en el bus de CD, magnitud de corriente y cantidad de potencia. La Figura 2.22 muestra el comportamiento de la tensión de CD dependiente del valor de dos de las tres moduladoras.



(a) Comportamiento de V_{cd_n} .

(b) Curva de nivel para el V_{cd_n} .

Figura 2.22. Comportamiento en estado estable de V_{cd_n} en función del valor de m_n^a y m_n^b .

En la Figura 2.22(a) se observa cómo varía el nivel de tensión del bus de CD, este nivel es dependiente de m_n^a y m_n^b mientras que m_n^c se establece en un punto fijo, lo cual favorece a una alta tensión del bus. Esta figura permite verificar que existe no solo un punto donde el convertidor cumple con los requerimientos si no que existe una área de posibles valores que entregan un buen resultado.

La vista superior de la Figura 2.22(a) permite observar, como para un cierto nivel de tensión, existe una combinación de valores para las moduladoras las cuales hacen que el convertidor alcance algún punto de operación.

2.9.1.2. Comportamiento del Sistema Considerando el Desbalance de Tensión en CD

La segunda parte del estudio del modelo en abc considera el desbalance como una variable de estado más del sistema.

Las Ecuaciones (2.34) son el resultado de la solución del sistema de ecuaciones simultáneas y cada variable de estado es solamente dependiente de los parámetros del sistema y del valor de las moduladoras.

$$i_n^a = \frac{2R_n V_n + R_{eqn} V_n [m_n^{b^2} + m_n^{c^2} - m_n^a (m_n^b + m_n^c)]}{\Lambda} \quad (2.34a)$$

$$i_n^b = \frac{2R_n V_n + R_{eqn} V_n [m_n^{a^2} + m_n^{c^2} - m_n^b (m_n^a + m_n^c)]}{\Lambda} \quad (2.34b)$$

$$i_n^c = \frac{2R_n V_n + R_{eqn} V_n [m_n^{a^2} + m_n^{b^2} - m_n^c (m_n^a + m_n^b)]}{\Lambda} \quad (2.34c)$$

$$V_{cd_n} = \frac{2R_n R_{eq} V_n (m_n^a + m_n^b + m_n^c)}{\Lambda} \quad (2.34d)$$

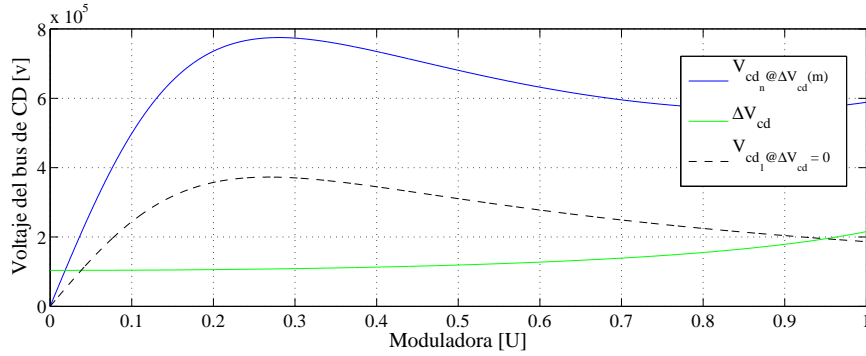
$$\Delta V_{cd_n} = \frac{6R_n R_{eq} V_n + 2R_{eqn}^2 V_n (m_n^{a^2} + m_n^{b^2} + m_n^{c^2} - m_n^a m_n^b - m_n^a m_n^c - m_n^b m_n^c)}{\Lambda} \quad (2.34e)$$

Donde:

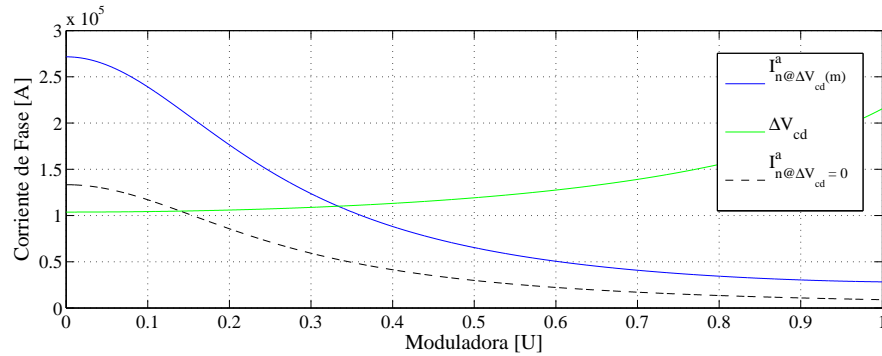
$$\Lambda = 2R_n^2 + R_n R_{eq} (-6 + m_n^{a^2} + m_n^{b^2} + m_n^{c^2}) - 2R_{eq}^2 (m_n^{a^2} + m_n^{b^2} + m_n^{c^2} - m_n^a m_n^b - m_n^a m_n^c - m_n^b m_n^c)$$

En la Figura 2.23(a) se observa el comportamiento de voltaje del bus de CD dependiente del valor de las moduladoras y al mismo tiempo es perturbado por el valor del desbalance entre los condensadores.

La Figura 2.23(b) muestra una comparativa de la corriente de fase del sistema cuando es o no afectada por el valor del desbalance.



(a) Comportamiento de V_{cd_n} dependiente del m y de ΔV_{cd_n} .



(b) Comportamiento de I_n^a dependiente del m y de ΔV_{cd_n} .

Figura 2.23. Comportamiento en estado estable de V_{cd_n} y de I_n^a en función del valor de m .

En base a los resultados de esta sección se valida que el convertidor dentro de la región lineal, es capaz de alcanzar el punto de operación propuesto para la tensión del bus de CD.

2.9.2. Regiones de operación del modelo en $DQ0$

El modelo matemático en el marco de referencia $DQ0$ brinda un número considerable de ventajas frente al modelo en abc , una de esas ventajas es mostrar de forma directa la cantidad de potencia activa y/o reactiva que el sistema consume o entrega a la red.

En [?, ?] se menciona cuál es la relación entre las variables en DQ y las potencias activa y reactiva (P y Q respectivamente). Estas relaciones se establecen en las ecuaciones (2.35); cabe mencionar que al mapearse las variables eléctricas como señales casi constantes los niveles de potencia también son señales muy cercanas a valores constantes.

$$P = \frac{V_n^d I_n^d + V_n^q I_n^q}{2} \quad (2.35a)$$

$$Q = \frac{V_n^q I_n^d - V_n^d I_n^q}{2} \quad (2.35b)$$

Donde: n hace referencia a un VSC o al otro y por lo tanto puede tomar valores de $\{1, 2\}$.

Entonces, debido a las relaciones (2.35) es importante saber la potencia máxima que el convertidor es capaz de entregar al trabajar en un punto operación específico.

Para llevar a cabo el estudio de la cantidad de potencia que se transfiere es necesario que el modelo matemático en este estudio se contempla a ambos convertidores.

El modelo se puede escribir de forma matricial como lo muestra la ecuación (2.36).

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{L}^{-1} [(\mathbf{R} + \mathbf{U}) \cdot \mathbf{x} + \mathbf{V}] \quad (2.36)$$

Las matrices del modelo matemático en $DQ0$ se definen de la siguiente manera.

El vector de estados está definido por:

$$\mathbf{x} = \left[i_1^d \ i_1^q \ i_1^0 \ V_{cd1} \ \Delta V_{cd1} \ i_2^d \ i_2^q \ i_2^0 \ V_{cd2} \ \Delta V_{cd2} \right]^T$$

La matriz de almacenamiento de energía está dada por

$$\mathbf{L} = \mathbf{diag} \left[L_1 \ L_1 \ L_1 \ C_1^1 \ C_1^2 \ L_2 \ L_2 \ L_2 \ C_2^1 \ C_2^2 \right]$$

La matriz de disipación de energía es

$$\mathbf{R} = \left[\begin{array}{ccccc|ccccc} -R_1 & \omega_1 L_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_1 L_1 & -R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R_1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_{eq1}^{-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_x^m} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & 0 & -R_{eq1}^{-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_x^m} \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_2 & \omega_2 L_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_2 L_2 & -R_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_2 & 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_x^m} & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_{eq2}^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_x^m} & 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & 0 & -R_{eq2}^{-1} \end{array} \right]$$

La matriz de perturbaciones está definida por

$$\mathbf{V} = [V_1^d \ V_1^q \ V_1^0 \ 0 \ 0 \ V_2^d \ V_2^q \ V_2^0 \ 0 \ 0]^T$$

La matriz de control está dada por

$$\mathbf{U} = \left[\begin{array}{ccccc|ccccc} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2} m_1^d & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2} m_1^q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2} m_1^0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ m_n^d & m_n^q & m_n^0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2} m_2^d & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2} m_2^q & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2} m_2^0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_n^d & m_n^q & m_n^0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{array} \right]$$

Con el fin de evaluar de forma correcta el modelo matemático y su región de operación, se toman en cuenta algunas consideraciones:

- Los voltajes de los sistemas trifásicos están balanceados en magnitud y fase, lo cual provoca que V_n^q sea igual a cero.
- Los condensadores de cada VSC tienen parámetros semejantes.
- Ambos conductores de la línea de transmisión poseen características semejantes; tanto para la impedancia serie, como en las resistencias que modelan las pérdidas de corriente.
- La magnitud de las moduladoras está acotado a un valor arbitrario.
- La frecuencia de línea de ambas redes en CA se considera igual, sin dejar de lado que en determinado momento podrían ser diferentes.

La magnitud de las moduladoras en el marco $DQ0$ deben de respetar la restricción dada por la ecuación (2.37). Con el objetivo de que la magnitud de las señales moduladoras generadas por el mapeo de Park inverso, no sea mayor a la unidad. Puesto que si las moduladoras en abc poseen un valor mayor a uno, el sistema entra en la zona de sobre modulación, en la cual el sistema tiene un comportamiento no lineal [?, ?].

$$\sqrt{m_n^d{}^2 + m_n^q{}^2} \leq \sqrt{\frac{3}{2}} \quad (2.37)$$

Antes de resolver el sistema de ecuaciones simultáneas se debe establecer que el sistema BtB está compuesto por diez ecuaciones y para este estudio solo se consideran seis como variables de control que corresponden a las magnitudes de las moduladoras en $DQ0$. Esta situación crea un sistema de ecuaciones desbalanceado, lo que quiere decir que existen más restricciones que grados de libertad; por tal razón se crean dos escenarios para evaluar al sistema, a partir de fijar como constantes algunas variables de estado.

Para el primer escenario, se garantiza que el valor de i_1^q toma un valor constante lo que permite obtener el comportamiento de la potencia para el segundo convertidor.

Entonces con base a esta suposición y a las consideraciones previamente mencionadas se pueden eliminar algunas ecuaciones de estado de la siguiente manera: i_1^q y V_{cd1} se consideran constantes y con un valor conocido, los desbalances de ambos convertidores son igual a cero.

En el segundo escenario se considera que i_2^q posee un valor contante, esta consideración provoca que i_2^q y V_{cd1} sean valores conocidos y constantes, los desbalances son iguales a cero.

Al resolver el sistema de ecuaciones considerando los dos escenarios se generan las expresiones de (2.38). Donde: (2.38a), (2.38b) y (2.38c) provienen de la resolución del sistema considerando el segundo escenario y (2.38d), (2.38e), (2.38f) y (2.38g) son producto del primer escenario.

$$i_1^d = \frac{2R_1V_1^d - R_1V_{cd1}m_1^d - \omega_1L_1V_{cd1}m_1^q}{2[R_1^2 + (\omega_1L_1)^2]} \quad (2.38a)$$

$$i_1^q = \frac{-R_1V_{cd1}m_1^q + \omega_1L_1(m_1^dV_{cd1} - 2V_1^d)}{2[R_1^2 + (\omega_1L_1)^2]} \quad (2.38b)$$

$$i_1^0 = -\frac{V_{cd1}m_1^0}{2R_1} \quad (2.38c)$$

$$i_2^d = \frac{R_2 \left\{ R_x^m V_2^d \left[2R_2 + R_{eq2} \left(m_2^{0^2} + m_2^{q^2} \right) \right] - R_{eq2} V_{cd1} \left(R_2 m_2^d + \omega_2 L_2 m_2^q \right) \right\}}{\Psi} \quad (2.38d)$$

$$i_2^q = \frac{R_2 R_{eq2} V_{cd1} \left(-R_2 m_2^q + \omega_2 L_2 m_2^d \right) - R_x V_2^d \left[R_2 R_{eq2} m_2^d m_2^q + \omega_2 L_2 \left(2R_2 + R_{eq2} m_2^{02} \right) \right]}{\Psi} \quad (2.38e)$$

$$i_2^0 = \frac{-R_{eq2} m_2^0 \left\{ R_x^1 V_2^d \left[R_2 m_2^d - \omega_2 L_2 m_2^q \right] + V_{cd1} \left[R_2^2 + \left(\omega_2 L_2 \right)^2 \right] \right\}}{\Psi} \quad (2.38f)$$

$$V_{cd2} = \frac{-2R_2 R_{eq2} \left\{ R_x^1 V_2^d \left[R_2 m_2^d - \omega_2 L_2 m_2^q \right] + V_{cd1} \left[R_2^2 + \left(\omega_2 L_2 \right)^2 \right] \right\}}{\Psi} \quad (2.38g)$$

Donde: $\Psi = R_x^m \left[2R_2^3 + R_2^2 R_{eq2} \left(m_2^{d2} + m_2^{q2} + m_2^{02} \right) + \left(\omega_2 L_2 \right)^2 \left(2R_2 + R_{eq2} m_2^{02} \right) \right]$

En la Figura 2.24 se observa cual es la potencia máxima que puede transferir el convertidor en función de la tensión en el bus de CD.

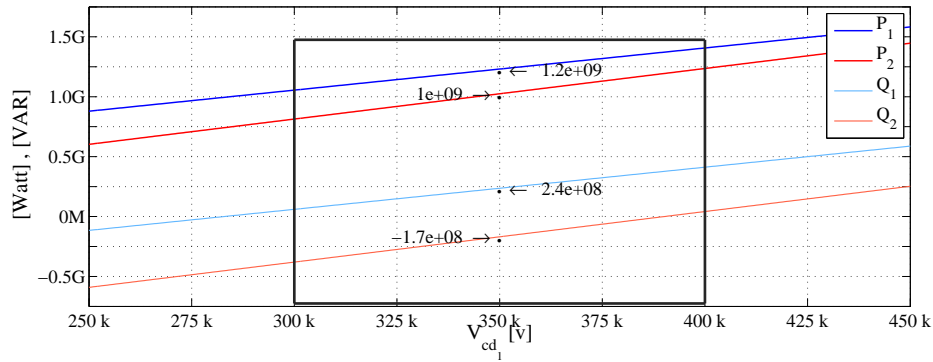


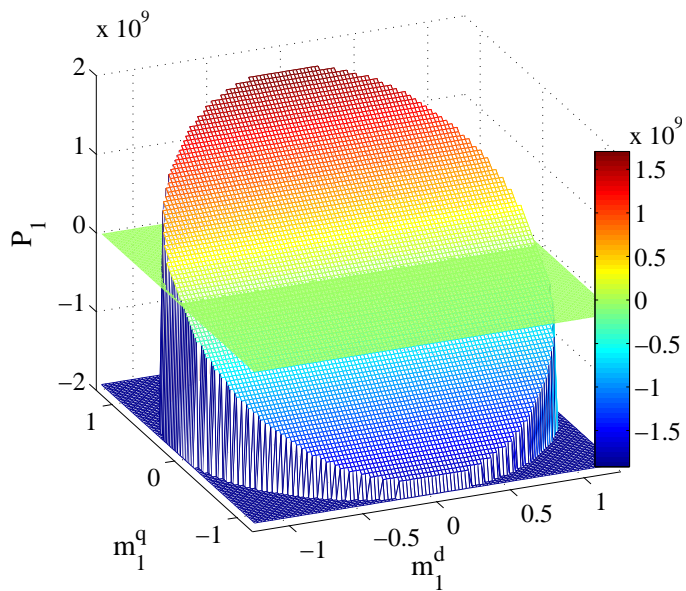
Figura 2.24. Potencia transferida por el convertidor en función del bus de CD.

Los parámetros para generar las curvas de la Figura 2.24 están dados por la Tabla 2.1 y el valor de $m_n^{dq} = \frac{\sqrt{3}}{2}$. Los valores de las moduladoras están seleccionados con el fin de poder transmitir al mismo tiempo la mayor cantidad de potencia activa y potencia reactiva.

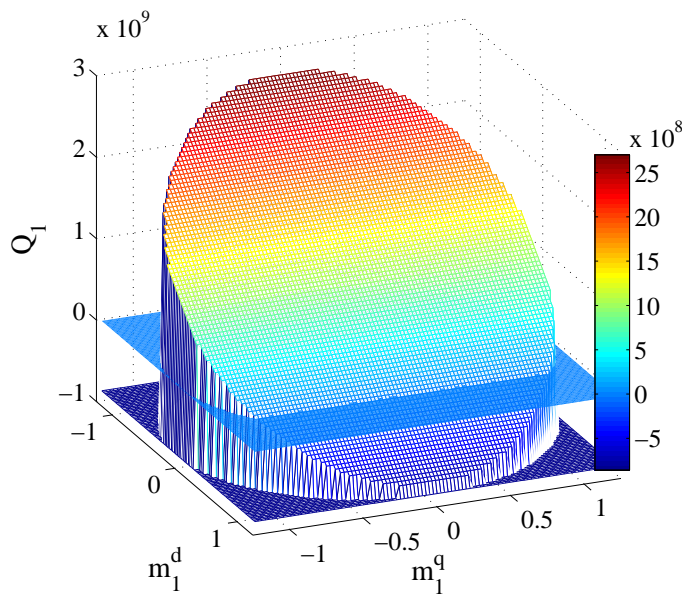
Con base en la Figura 2.24 es posible comprobar que el sistema HVDC, con los parámetros propuestos en la Tabla 2.1, tiene la capacidad de entregar una potencia nominal de 1GW que concuerda con los valores propuestos en la Tabla 2.2.

Al obtener el comportamiento de la cantidad de potencia que el convertidor es capaz de transferir en función de las moduladoras, es representado por los diagramas de la Figura 2.25. Donde la Figura 2.25(a) muestra la cantidad de potencia activa dentro de la región circular delimitada por la ecuación (2.37). En la Figura 2.25(b) se observa la potencia reactiva que

tiene un comportamiento no balanceado en torno al cero, lo cual se puede interpretar como que el VSC tiene una mayor capacidad para entregar potencia reactiva que para absorberla.



(a) Potencia activa.



(b) Potencia reactiva.

Figura 2.25. Comportamiento de la transferencia de potencia en función de las moduladoras en $DQ0$.

Estudio e Implementación de la Técnica de Control

Al tener delimitadas las zonas donde el sistema se comporta de forma lineal; es posible encontrar una relación matemática entre los parámetros del sistema junto con sus salidas y entradas, que permiten obtener un conjunto de señales que sean capaces de llevar al sistema a un punto de operación deseado.

3.1. Tareas de control

Los objetivos del controlador son seleccionados con base a la funciones que el sistema va a realizar, para el caso particular de este trabajo de tesis es la transferencia de energía a través de una línea de transmisión. Por tal razón los objetivos del controlador son:

1. Mantener regulada la tensión de CD en la línea de transmisión.
2. Permitir el flujo controlado y bidireccional de potencia activa.
3. Controlar la cantidad de potencia reactiva que el convertidor absorbe o entrega a la red eléctrica.
4. Minimizar el desbalance entre los condensadores de cada VSC.

El modelo matemático en el marco de referencia $DQ0$ será utilizado para el desarrollo de las leyes de control, puesto que permite realizar un cálculo directo del flujo de potencia (que es la función principal del sistema), reduce el número de variables que influyen en cada una de las tareas de control, los problemas de seguimiento se convierten en problemas de regulación.

En la Figura 3.1 se muestra un esquema del sistema en lazo cerrado, donde las señales que son sensadas en el sistema permiten llevar a cabo la retroalimentación. Aun cuando el esquema muestra que las señales se obtienen en abc los controladores funcionan con señales en $DQ0$.

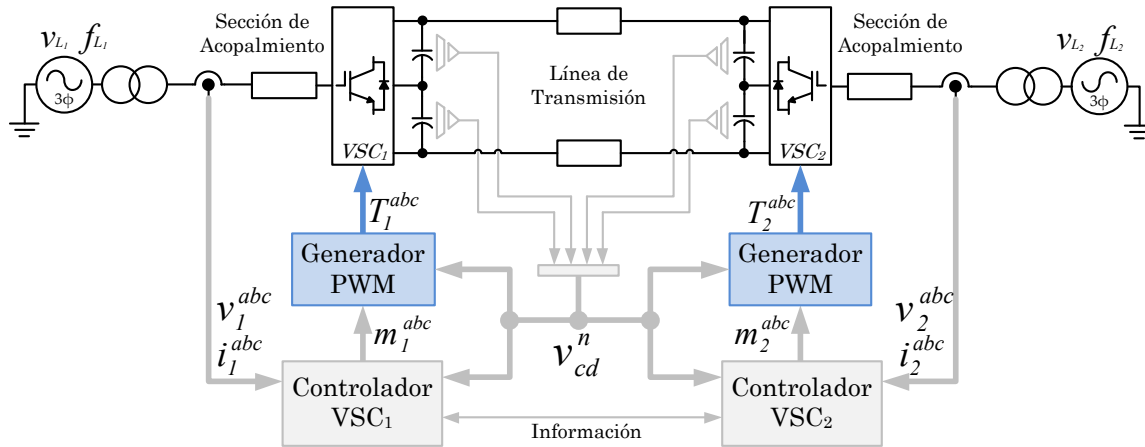


Figura 3.1. Lazo de control lineal para las corrientes.

3.1.1. Distribución de las tareas de control

Las tareas de control se deben distribuir entre ambos convertidores, puesto que cada VSC sólo está capacitado para controlar 3 objetivos de forma simultánea. Cabe mencionar que esta distribución se hace de forma indistinta puesto que ambos convertidores poseen las mismas características y capacidades.

La tarea de regular la tensión en el bus de CD es asignada al VSC₁, esto permitirá mantener regulado el voltaje v_{cd1} . Mientras que nivel de voltaje v_{cd2} estará en función de las características de la línea de transmisión y las condiciones de operación del VSC₂.

El VSC₂ es el encargado de controlar el flujo de potencia que el sistema transmite entre ambas redes eléctricas, esta tarea no puede ser asignada al primer convertidor debido a que no es posible controlar dos tareas con la misma señal de control. Cabe mencionar que el sistema BtB es capaz de transferir energía de forma bidireccional.

El manejo de la potencia reactiva se realiza de forma independiente en cada punto de conexión con las redes eléctricas en CA y por tal razón cada VSC tiene la capacidad de

controlar el flujo de potencia reactiva.

El desbalance entre los condensadores en cada uno de los VSC es un parámetro que se debe minimizar hasta un punto cercano a cero, puesto que la existencia de un desbalance provoca una inyección de armónicos en los puntos de conexión con las redes en CA. Por esta razón, cada uno de los VSC debe ser capaz de minimizar el desbalance que se genera entre los condensadores.

En la Tabla 3.1 se aprecia de forma resumida, la asignación de cada uno de los objetivo de control a una respectiva variable de estado y que a su vez está relacionada con una entrada de control.

Tabla 3.1. Asignación de los objetivo de control.

	VSC ₁					VSC ₂				
Señal de control	m_1^d	m_1^q	m_1^0	-	-	m_2^d	m_2^q	m_2^0	-	-
Variables de estado	i_1^d	i_1^q	i_1^0	v_{cd1}	Δv_{cd1}	i_2^d	i_2^q	i_2^0	v_{cd2}	Δv_{cd2}
Objetivo de control	v_{cd1}	Q_1	Δv_{cd1}	-	-	P_2	Q_2	Δv_{cd2}	-	-

3.2. Control por Medio de Linealización Entrada-Salida

Las leyes de control para el convertidor *BtB* están basadas en la técnica de control no lineal conocida como linealización entrada-salida. Esta técnica de control permite obtener una relación diferencial lineal entre la salida real del sistema y una nueva entrada de control; dicha relación permite el control del sistema no lineal por medio de técnicas lineales [?, ?].

3.2.1. Ley de control para las corrientes

Se reescribe la ecuación (2.18), que representa el comportamiento de las variables de estado que son las corrientes en función de las entradas de control, para este caso son las moduladoras.

$$L_n \frac{d\mathbf{i}_n^{dq0}}{dt} = -R_n \mathbf{i}_n^{dq0} - \mathbf{m}_n^{dq0} \frac{V_{cdn}}{2} - L_n \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_n^{dq0} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \frac{\Delta V_{cdn}}{\sqrt{3}} + \mathbf{v}_n^{dq0} \quad (3.1)$$

Para generar la relación diferencial lineal entre la entrada de control \mathbf{m}_n^{dq0} y las dinámicas de las variables de estado $d\mathbf{i}_n^{dq0}/dt$ que se redefinirá como $\dot{\mathbf{i}}_n^{dq0}$, se propone que el cambio de la corriente con respecto al tiempo será igual a una nueva variable \mathbf{U} . Donde \mathbf{U} está expresada por:

$$\mathbf{U}_n^{dq0} = \frac{d\mathbf{i}_n^{dq0}}{dt} \quad (3.2)$$

Al mapear la ecuación (3.2) al dominio de la frecuencia compleja s y despejar a \mathbf{i}_n^{dq0} se obtiene,

$$\mathbf{i}_n^{dq0} = \frac{1}{s} \mathbf{U}_n^{dq0} \quad (3.3)$$

La ecuación (3.3) es la relación diferencial lineal para la cual se propone una nueva entrada de control, la cual permite controlar el sistema de forma local y que la trayectoria de la variable de estado sea asintóticamente estable.

Si se propone un controlador para el sistema dado por la ecuación (3.3), como el que se muestra en la Figura 3.2. Es posible que la nueva planta realice la tarea de regulación. La función en lazo cerrado de este esquema está dada por la ecuación (3.4).

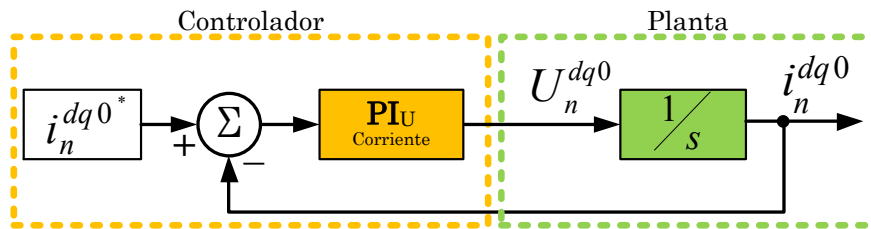


Figura 3.2. Lazo de control para las corrientes.

$$\frac{\mathbf{i}_n^{dq0}}{\mathbf{i}_n^{dq0*}} = \frac{k_p^U s + k_i^U}{s^2 + k_p^U s + k_i^U} \quad (3.4)$$

La U de control capaz de regular el valor de las corrientes se emplea para obtener el valor de la moduladora \mathbf{m}_n^{dq0} utilizando una vez mas la ecuación (2.18). Aplicando el cambio de variable dado por la ecuación (3.2) a la ecuación (3.1) se obtiene.

$$L_n \mathbf{U}_n^{dq0} = -R_n \dot{\mathbf{i}}_n^{dq0} - \mathbf{m}_n^{dq0} \frac{V_{cdn}}{2} - L_n \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_n^{dq0} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \frac{\Delta V_{cdn}}{\sqrt{3}} + \mathbf{v}_n^{dq0} \quad (3.5)$$

Despejando la variable \mathbf{m}_n^{dq0} de la ecuación (3.5), con el fin de obtener el valor de las moduladoras dependientes del valor de la ley de control \mathbf{U}_n^{dq0} , tal como sigue,

$$\mathbf{m}_n^{dq0} = \frac{2}{V_{cdn}} \left(-L_n \mathbf{U}_n^{dq0} - R_n \dot{\mathbf{i}}_n^{dq0} - L_n \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_n^{dq0} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \frac{\Delta V_{cdn}}{\sqrt{3}} + \mathbf{v}_n^{dq0} \right) \quad (3.6)$$

Para obtener el valor de las moduladoras, utilizando (3.6) es necesario obtener el valor de las corrientes de referencia que permitan alcanzar los objetivos de control.

3.2.2. Ley de control para el flujo de potencias

Para generar las corrientes de referencia y controlar tanto la potencia activa como la potencia reactiva, se hace uso de la ecuación (2.35).

$$P = \frac{V_n^d I_n^d + V_n^q I_n^q}{2}$$

$$Q = \frac{V_n^q I_n^d - V_n^d I_n^q}{2}$$

Es evidente que el valor de las corrientes \mathbf{I}_n^{dq} depende de la cantidad de potencia que el convertidor necesita transmitir. Los valores de los voltajes se consideran constantes debido a una de las suposiciones previamente mencionadas, donde se dice que los voltajes en abc están balanceados en magnitud y fase.

Por lo tanto, se despejan los valores de las corrientes en función de la cantidad de potencia a transferir y de los valores de los voltajes en DQ como:

$$P_n = \frac{V_n^d I_n^d + V_n^{q^0} I_n^q}{2}$$

$$I_n^d = \frac{2 \cdot P_n}{V_n^d} \quad (3.7a)$$

$$Q_n = \frac{V_n^{q^0} I_n^d - V_n^d I_n^q}{2}$$

$$I_n^q = \frac{-2 \cdot Q_n}{V_n^d} \quad (3.7b)$$

Mediante las expresiones (3.7) se pueden obtener las leyes de control para la potencia activa del VSC_1 y para la potencia reactiva de ambas VSCs.

3.2.2.1. Diseño de la ley de control de potencia activa

La ecuación (3.7a) establece la cantidad de corriente i_n^d que debe circular por el convertidor para transmitir una potencia determinada, mientras se mantiene en un valor constante el voltaje v_n^d .

La Figura 3.3 muestra el esquema de control de la potencia activa, en el que están representados la ecuación (3.7a), el lazo de control de corriente dado por la Figura 3.2 y la ecuación (3.6) que transforma a U en m .

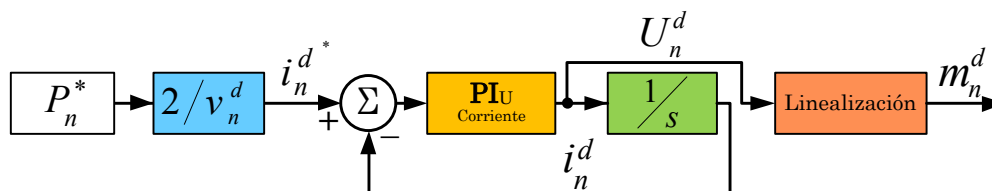


Figura 3.3. Lazo de control para la potencia activa.

3.2.2.2. Diseño de la ley de control de potencia reactiva

Para el control del flujo de potencia reactiva se tiene un esquema similar, con la diferencia de que para generar la referencia de corriente se hace uso de la ecuación (3.7b)

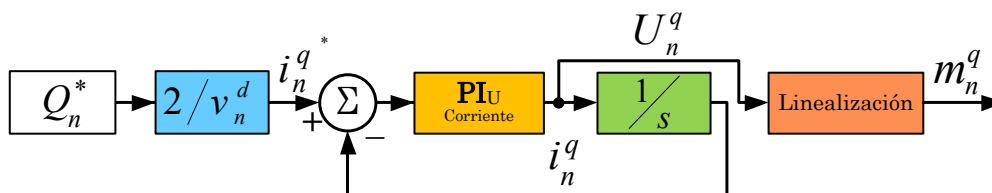


Figura 3.4. Lazo de control para la potencia reactiva.

3.2.3. Ley de control de la tensión en CD

Para controlar la tensión en el bus de CD se parte de la ecuación (2.23a), donde se modela el comportamiento de la tensión en función de las variables de estado del sistema y de las señales de control tal como sigue,

$$\frac{dv_{cd1}}{dt} = \frac{1}{C_1^1} \left[-\frac{v_{cd1}}{R_{eq1}^1} + \frac{v_{cd2}}{R_x^1} + \mathbf{m}_1^{dq0T} \mathbf{i}_1^{dq0} \right] \quad (3.8)$$

Se propone una nueva relación diferencial lineal entre dv_{cd1}/dt y una nueva entrada de control W , de la siguiente manera:

$$W_1 = \frac{dv_{cd1}}{dt} \quad (3.9)$$

este sistema, puede ser controlado de la misma forma que el sistema (3.3).

La Figura 3.5 muestra el diagrama a bloques que permite el control de la ecuación (3.9); al obtener la función de transferencia en lazo cerrado del sistema más el compensador PI, se obtiene una expresión como sigue,

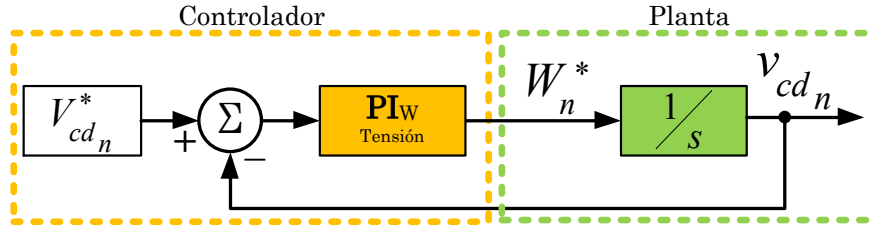


Figura 3.5. Lazo de control para la tensión del bus de CD.

$$\frac{v_{cd1}}{v_{cd1}^*} = \frac{k_p^W s + k_i^W}{s^2 + k_p^W s + k_i^W} \quad (3.10)$$

Dado el lazo de control para la regulación de la tensión en el bus de CD, es necesario obtener la cantidad de corriente que el convertidor requiere para mantener regulado el bus de CD.

Partiendo de la ecuación (3.8) donde, al hacer el cambio de variable mostrado por (3.9) se llega a la ecuación (3.11).

$$W_1 = \frac{1}{C_1^1} \left[-\frac{v_{cd1}}{R_{eq1}^1} + \frac{v_{cd2}}{R_x^1} + m_1^d i_1^d + m_1^q i_1^q + m_1^0 i_1^0 \right] \quad (3.11)$$

Para despejar de la ecuación (3.11) la corriente del eje de directa se recurre a las siguientes suposiciones:

- Las tensiones de las redes de CA están balanceados en magnitud y fase, por lo tanto el voltaje v_n^q es cero.
- Las corriente en $DQ0$ están en su valor deseado, por lo tanto las U son cero.

Sustituyendo el valor de las moduladoras provenientes de (3.6) dentro de la ecuación (3.11) se obtiene.

$$\begin{aligned}
 C_1^1 W_1 &= -\frac{v_{cd1}}{R_{eq1}} + \frac{v_{cd2}}{R_x} \\
 &+ \frac{2}{V_{cdn}} \left(-R_1 i_1^d + L_1 \omega_1 i_1^q + v_1^d \right) i_1^d \\
 &+ \frac{2}{V_{cd1}} \left(-R_1 i_1^q - L_1 \omega_1 i_1^d \right) i_1^q \\
 &+ \frac{2}{V_{cd1}} \left(-R_1 i_1^0 + \frac{\Delta v_{cd1}}{\sqrt{3}} \right) i_1^0
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

Multiplicando toda la ecuación (3.12) por V_{cd1} y reduciendo los términos semejantes se obtiene la siguiente expresión.

$$C_1^1 v_{cd1} W_1 = -2R_1 i_1^{d2} + 2v_1^d i_1^d - 2R_1 (i_1^{q2} + i_1^{02}) + \frac{2}{\sqrt{3}} \Delta v_{cd1} i_1^0 - \frac{v_{cd1}^2}{R_{eq1}} + \frac{v_{cd1} v_{cd2}}{R_x} \tag{3.13}$$

Para despejar la corriente i_1^d de la ecuación (3.13) es necesario resolver una ecuación cuadrática a partir de la fórmula general. Es pertinente mencionar que sólo una de las dos soluciones es factible como corriente de referencia, puesto que el segundo valor es una corriente con amplitud mucho mayor a la que el convertidor es capaz de soportar.

$$x = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

Donde:

$$a = -2R_1$$

$$b = 2v_1^d$$

$$c = -2R_1 (i_1^{q2} + i_1^{02}) + \frac{2}{\sqrt{3}} \Delta v_{cd1} i_1^0 - \frac{v_{cd1}^2}{R_{eq1}} + \frac{v_{cd1} v_{cd2}}{R_x} - C_1^1 v_{cd1} W_1$$

La Figura 3.6 muestra el diagrama a bloques del lazo de control para regular la tensión del bus de CD.

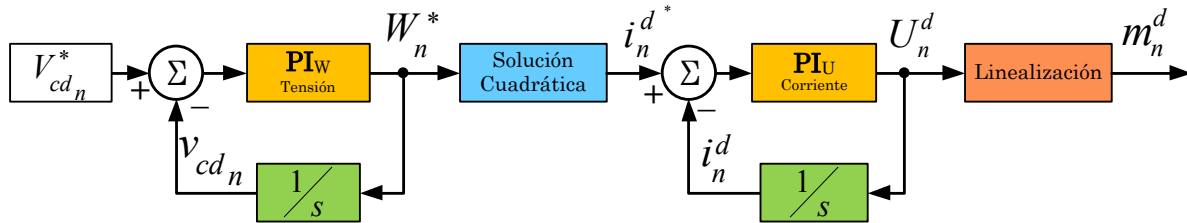


Figura 3.6. Lazo de control para la regulación de la tensión del bus de CD.

3.2.4. Ley de control del desbalance

El desarrollo del lazo de control asociado al desbalance entre la tensión de los condensadores de cada VSC, parte de la ecuación (2.23b), la cual representa el comportamiento del desbalance en función de la corriente de la componente cero que circula por el VSC.

$$\frac{d \Delta v_{cd_{n_1}}}{dt} = \frac{1}{C_{n_1}^2} \left[-\frac{\Delta v_{cd_{n_1}}}{R_{eq_n^2}} + \frac{\Delta v_{cd_{n_2}}}{R_x^2} + \frac{i_{n_1}^0}{\sqrt{3}} \right] \quad (3.14)$$

Asumiendo que el desbalance del VSC₂ está controlado y tiene un valor constante cercano a cero, lo que permite despreciar su efecto dentro de la ecuación (3.14). Si se transforma esta ecuación al dominio de las frecuencia compleja s y se despeja el valor de Δv_{cd_n} , se obtiene.

$$\Delta v_{cd_n} = i_n^0 \left(\frac{\frac{1}{\sqrt{3}}}{C_n^m s + R_{eq_n^m}^{-1}} \right) \quad (3.15)$$

La ecuación (3.15) puede interpretarse como la función de transferencia del desbalance, que tiene como entrada la corriente i_n^0 . La Figura 3.7 muestra el esquema de control lineal en lazo cerrado.

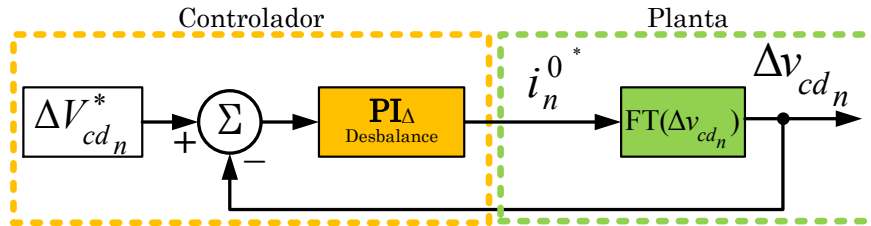


Figura 3.7. Lazo de control para la minimización del desbalance.

La ecuación (3.16) representa la función de transferencia en lazo cerrado de la Figura 3.7, donde el controlador es un compensador PI.

$$\frac{\Delta v_{cd_1}}{\Delta v_{cd_1}^*} = \frac{\frac{k_p^\Delta s + k_i^\Delta}{\sqrt{3} C_n^m}}{s^2 + \frac{R_{eq_n}^{-1} + k_p^\Delta}{\sqrt{3} C_n^m} s + \frac{k_i^\Delta}{\sqrt{3} C_n^m}} \quad (3.16)$$

En la Figura 3.7 se observa cómo se genera una señal de referencia para la corriente del eje cero (i_n^{0*}) que es usada para generar la señal de control U_n^0 y posteriormente la moduladora m_n^0 ; como lo muestra la Figura 3.8.

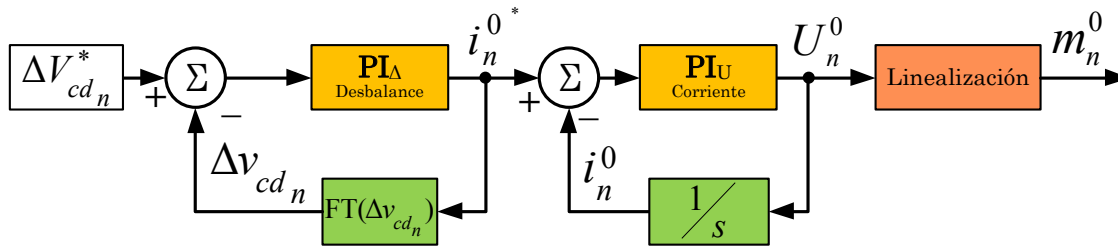


Figura 3.8. Lazo de control para minimizar el desbalance.

3.3. Sintonización de los controladores

La sintonización de los controladores es una parte importante para que los lazos de control lleven a cabo su tarea de forma adecuada.

El método utilizado se conoce como desacoplamiento por ancho de banda [?]; el cual consiste en que la dinámica de la respuesta del compensador es lo suficientemente lenta para que las señales con las que es alimentado sean vistas como señales constantes.

Se sabe que los dispositivos de conmutación que permiten el manejo de altos niveles de potencia tienen una frecuencia de conmutación alrededor de 1kHz, por tal razón los compensadores deben de tener tiempos de respuesta mayores a 2ms. Esto permitirá que la frecuencia de corte de los lazos de control se encuentre por lo menos una octava abajo de la frecuencia de conmutación, con lo que se garantiza que los lazos de control están perfectamente desacoplados y la velocidad de respuesta de los mismos es alta.

Desde otra perspectiva, la modulación puede ser vista como un método de discretización; el cual mapea las señales moduladoras que son continuas a señales discretas, entonces para lograr una correcta transformación de todas las componentes de las señales moduladoras, éstas deben de cumplir con el criterio de Nyquist [?, ?].

En [?] se presenta una función alternativa del controlador PI dada por la ecuación (3.18), donde se hace el cambio de variable mostrado por (3.17).

$$\tau = \frac{k_p}{k_i} \quad (3.17)$$

$$PI = k_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} \right) \quad (3.18)$$

Donde τ_i indica el tiempo de respuesta del integrador, lo cual permite establecer la velocidad de la señal del compensador.

3.3.1. Sintonización de los lazos de corriente

La Figura 3.2 muestra el lazo que permite controlar las corrientes y llevarlas hasta un punto de operación deseado. Si el convertidor trabaja bajo la influencia de tres corrientes por cada uno de los dos convertidores, entonces se necesitan seis lazos de control idénticos a la ecuación (3.4) para controlar todas las corrientes del sistema.

La ecuación (3.19) muestra la función de transferencia en lazo cerrado de (3.4) después de haber realizado el cambio de variable mostrado en (3.17).

$$\frac{\mathbf{i}_n^{dq}}{\mathbf{i}_n^{dq*}} = \frac{k_p^U s + \frac{k_p^U}{\tau_i^U}}{s^2 + k_p^U s + \frac{k_p^U}{\tau_i^U}} \quad (3.19)$$

El valor de τ_i se selecciona con base en la rapidez con la que se requiere que el compensador actúe. Este tiempo de reacción está acotado tanto por la frecuencia de conmutación como por la frecuencia de línea de la red en CA que lo alimenta. Se busca que el tiempo de reacción sea más corto que el periodo del medio ciclo de red (8.333ms) y mayor a 2ms que es la cota que dicta el método de desacoplo por respuesta dinámica.

Se selecciona un $\tau_i = 7.5\text{ms}$ el cual al ser sustituido dentro de (3.19), da como resultado la ecuación (3.20). La que permitirá encontrar el diagrama del lugar geométrico de las raíces.

$$\frac{\mathbf{i}_n^{dq}}{\mathbf{i}_n^{dq*}} = \frac{k_p^U s + \frac{k_p^U}{0.0075}}{s^2 + k_p^U s + \frac{k_p^U}{0.0075}} \quad (3.20)$$

La Figura 3.9 muestra el lugar geométrico de las raíces, en el que se observa el comportamiento de los polos y de los ceros de la función (3.20) al hacer variar el valor de k_p^U . Con base en ello se puede determinar en qué puntos el sistema en lazo cerrado tendrá una respuesta plana.

Seleccionando un valor para k_p^U de 2520.0720020572 el cual está dentro de la región plana, para posteriormente ser sustituido dentro de la ecuación (3.20). Ello permite obtener los valores de la función de transferencia de lazo de control.

$$\frac{\mathbf{i}_n^{dq}}{\mathbf{i}_n^{dq*}} = \frac{2520.0720020572 s + 336009.600274294}{s^2 + 2520.0720020572 s + 336009.600274294} \quad (3.21)$$

La Figura 3.10 es el diagrama de Bode del sistema, el cual permite observar de forma sencilla cuál es el comportamiento del sistema en función de la frecuencia. Se observa que la

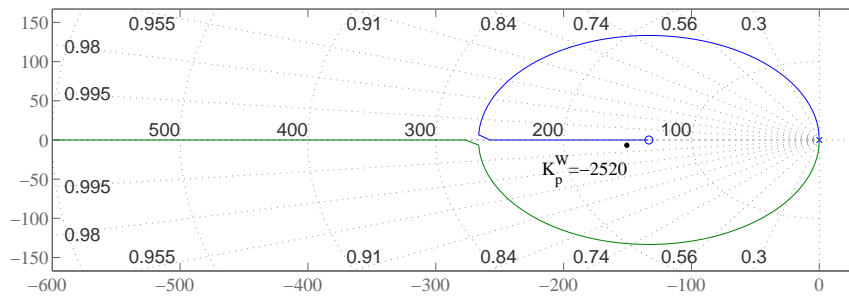


Figura 3.9. Lugar geométrico de las raíces del compensador de las corrientes.

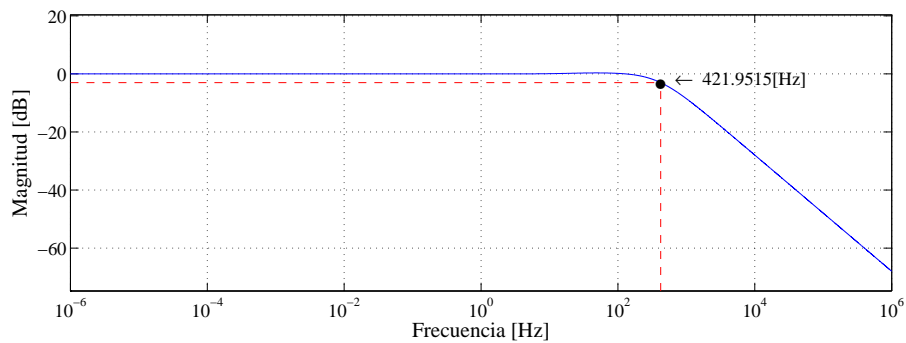


Figura 3.10. Diagrama de Bode del lazo de control de las corrientes.

frecuencia de corte de la función (3.21) se encuentra al rededor de los 421 Hz lo cual cumple con la restricción de estar por lo menos una octava abajo de la frecuencia de conmutación.

La Figura 3.11 presenta la respuesta de la función de transferencia (3.21) ante diferentes señales de entrada. En las gráficas de la Figura 3.11 se observa que el lazo de control de corrientes posee un buen desempeño en regulación y seguimiento, tal como se aprecia en las Figuras 3.11(a) y 3.11(c) y al mismo tiempo presenta poca susceptibilidad a perturbaciones, tal como se muestra en las Figuras 3.11(b) y 3.11(d).

Respecto al compensador de la corriente de la componente cero, es necesario agregar que posee un valor para $K_p^{U^0}$ cinco veces menor, pero manteniendo la velocidad del integrador constante (τ_i); esto permite que la dinámica de compensación para esta corriente sea más lenta, lo cual favorecerá al controlador del desbalance entre los condensadores.

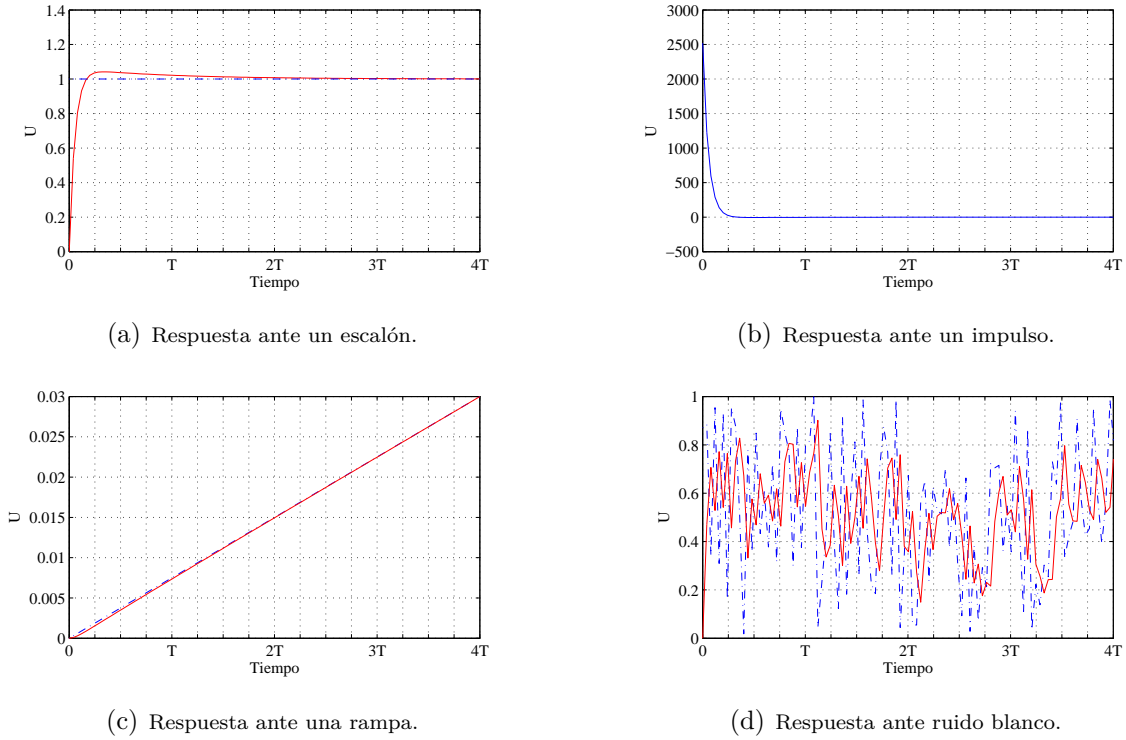


Figura 3.11. Respuesta del lazo de control de las corrientes.

3.3.2. Sintonización del lazo de regulación del bus de CD

Reescribiendo en (3.22) la función de transferencia en lazo cerrado (3.10), como:

$$\frac{v_{cd1}}{v_{cd1}^*} = \frac{k_p^w s + \frac{k_p^w}{\tau_i^w}}{s^2 + k_p^w s + \frac{k_p^w}{\tau_i^w}} \quad (3.22)$$

Si la tensión del bus de CD es afectada por las corrientes en $DQ0$; entonces el lazo que controla la regulación debe ser por lo menos diez veces más lento que el lazo que controla las corrientes. Por lo tanto $\tau_i^w \leq 10 \tau_i^u$.

Seleccionando un valor para τ_i^w de 70ms; lo que permite que las señales de la corriente que contribuyen con el voltaje en el bus sean percibidas por el lazo de control como señales constantes.

Sustituyendo τ_i^w dentro de la ecuación (3.22), es sencillo obtener el comportamiento de las raíces en función de la ganancia k_p^w , tal como lo ilustra la Figura 3.12; con la cual se selecciona un punto dentro de la región de respuesta plana.

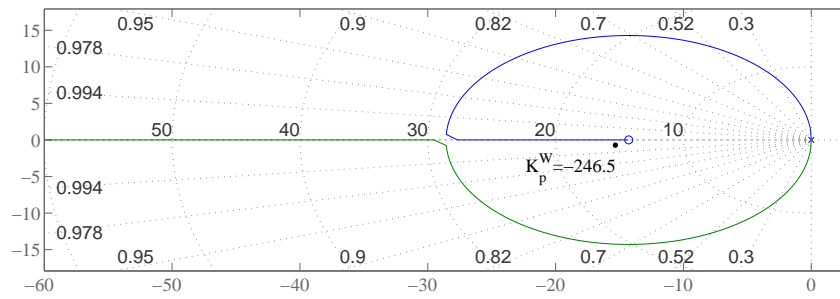


Figura 3.12. Lugar geométrico de las raíces del compensador de la regulación del bus de CD.

Al sustituir el valor de k_p^W igual a 246.5 dentro de (3.22) se obtiene la función de transferencia del lazo de control, como:

$$\frac{v_{cd1}}{v_{cd1}^*} = \frac{246.578473670676 \quad s + 3522.5496238668}{s^2 + 246.578473670676 \quad s + 3522.5496238668} \quad (3.23)$$

La Figura 3.13 muestra el comportamiento de (3.23) en función de la frecuencia, lo cual permite observar que la función en lazo cerrado tiene una frecuencia de corte al rededor de los 41.3 Hz.

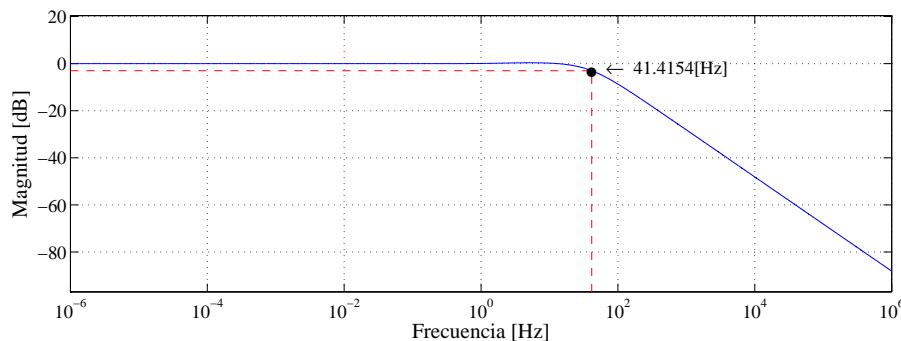


Figura 3.13. Diagrama de Bode del lazo de control para la regulación del bus de CD.

La frecuencia de corte que se observa en la Figura 3.13, cumple con la restricción de estar tres octavas o una década por debajo de la frecuencia de corte de los lazos de corriente.

En las imágenes de la Figura 3.14 se observa que el lazo de control es capaz de llevar al sistema a un punto deseado.

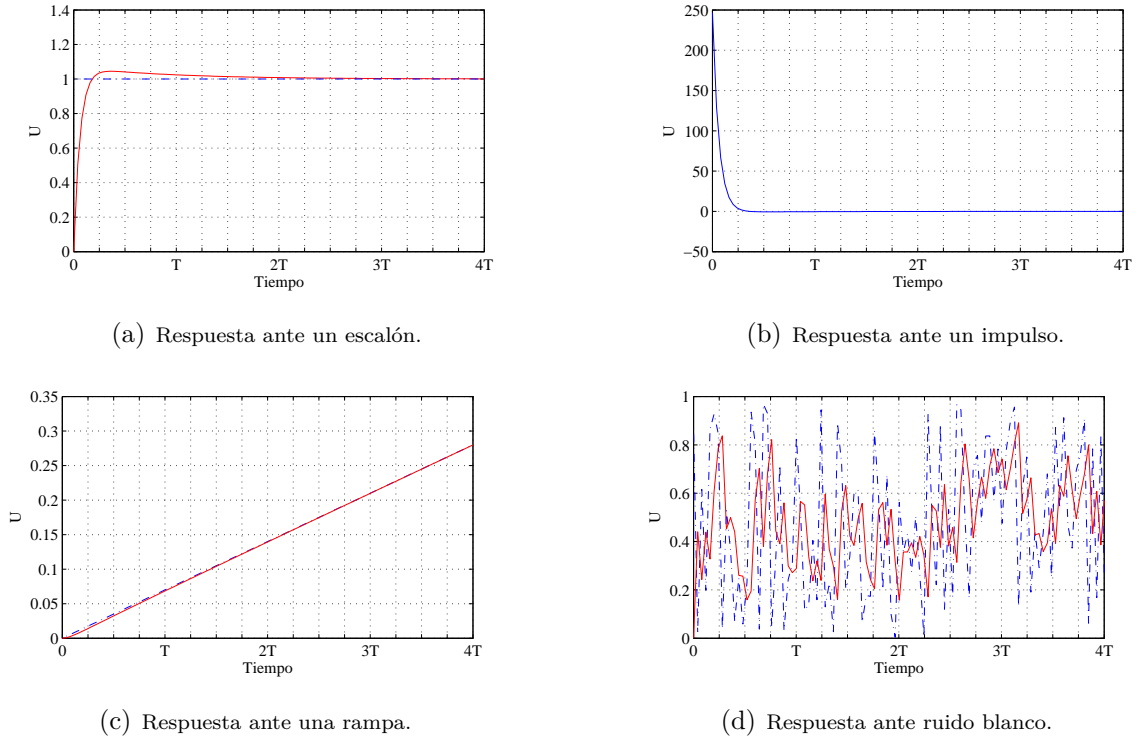


Figura 3.14. Respuesta de lazo de control de corrientes.

3.3.3. Sintonización del lazo para la minimización del desbalance

El mismo método es aplicado para obtener los valores de las constantes de sintonización; se reescribe la función de transferencia para el desbalance en términos de k_p^Δ y de τ_i^Δ .

$$\frac{\Delta v_{cd1}}{\Delta v_{cd1}^*} = \frac{\frac{k_p^\Delta s + \frac{k_p^\Delta}{\tau_i^\Delta}}{\sqrt{3} C_n^m}}{s^2 + \frac{3 + \sqrt{3} k_p^\Delta R_{eqn}}{3 C_n^m R_{eqn}} s + \frac{k_p^\Delta}{\sqrt{3} C_n^m \tau_i^\Delta}} \quad (3.24)$$

Seleccionando un valor de $\tau_i^\Delta = 295\text{ms}$ se cumple con la restricción de que sea por lo menos diez veces menor al valor de τ_i^{U0} y además es lo suficientemente lento como para percibir la tensión del bus como una señal constante.

Teniendo un valor propuesto para τ_i^Δ se grafica el lugar de las raíces para poder determinar un valor para k_p^Δ que permita obtener una respuesta estable del lazo de control.

Al sustituir los valores de k_p^Δ y τ_i^Δ dentro de la ecuación (3.24) se obtiene la función de

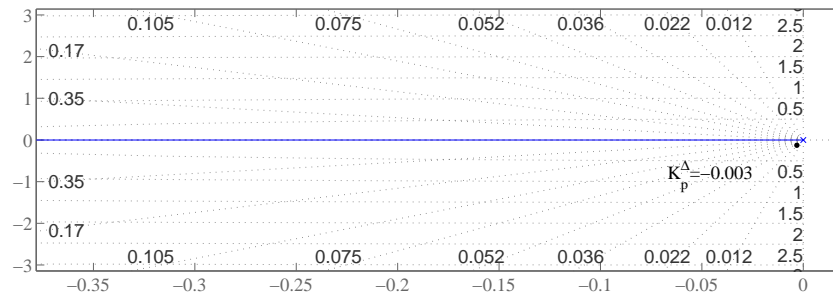


Figura 3.15. Lugar geométrico de las raíces del compensador de la minimización del desbalance.

transferencia (3.25).

$$\frac{\Delta v_{cd1}}{\Delta v_{cd1}^*} = \frac{1.866288691689532 \times 10^{-4} s + 6.326402344710281 \times 10^{-4}}{1.0 \times 10^{-3} s^2 + 6.350186225644195 \times 10^1 s + 6.326402344710281 \times 10^{-4}} \quad (3.25)$$

El comportamiento de (3.25) en función de la frecuencia es mostrada en la Figura 3.16. En donde se ve que tiene una frecuencia de corte mucho menor a las frecuencias de corte de los otros lazos de control. Debido a esta frecuencia de corte mucho menor se justifica la reducción de los valores de sintonización para la corriente de componente cero, puesto que de no ser así el sistema tiende a ser estable en una región más pequeña de operación.

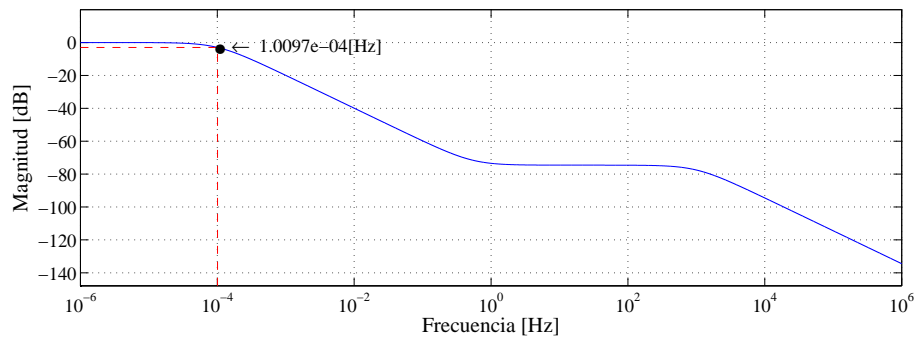


Figura 3.16. Diagrama de Bode del lazo de control para la minimización del desbalance.

3.3.3.1. Corrección de la ganancia k_p^Δ

En la sección 3.2.4 se establece que una de las condiciones para que la función de transferencia, que estima el valor del desbalance con base a la corriente cero, sea válida;

es que el desbalance del convertidor opuesto sea un valor constante y cercano a cero.

Durante la operación del sistema, el controlador de cada VSC trata de minimizar el valor del desbalance; esto quiere decir que ambos controladores están trabajando al mismo tiempo, es por eso que surge la cuestión de cuál de los dos debe ser más rápido. Es evidente ver que depende de cuál de ellos tenga un nivel de tensión mayor entre las terminales positiva y negativa del arreglo de condensadores; que está estrechamente ligado con el sentido del flujo de la potencia activa.

Por ejemplo, si se desea transferir potencia activa del VSC₁ al VSC₂, para determinar cuál debe ser el controlador, para el desbalance, más rápido; es necesario saber cuál de ellos tiene una tensión en CD mayor. Para ello se evoca uno de los objetivos de control que es mantener la tensión del VSC₁ constante, y con base en la dirección del flujo de corriente en el bus de CD, se determina cuál convertidor suministra la energía que disipa la impedancia serie. Para este caso en particular el voltaje del VSC₂ es menor. Y por lo tanto el lazo que controla el desbalance del VSC₁ debe de ser más rápido.

Para conseguir que el lazo de control tenga un desempeño de mayor velocidad, se le otorga una ganancia extra a k_p^Δ mientras se mantiene el valor de τ_i^Δ constante.

El valor de la ganancia extra así como a cuál de los lazos debe ser añadida está determinado por el diagrama de bloques de la Figura 3.17.

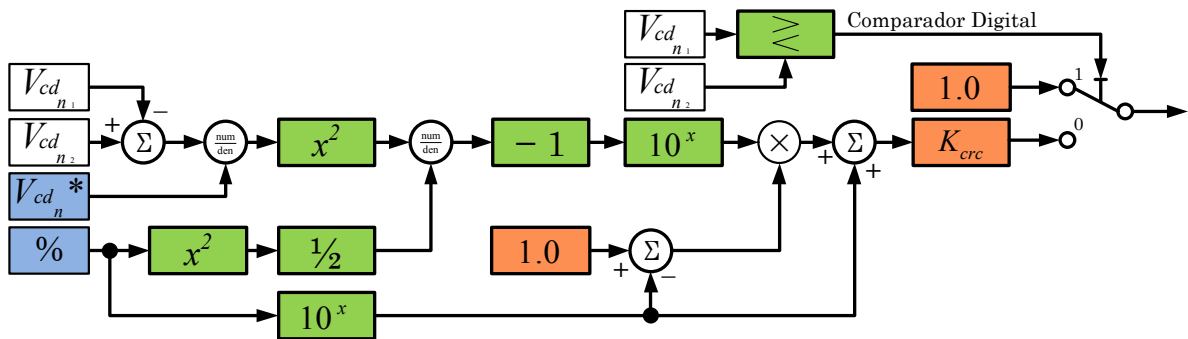


Figura 3.17. Diagrama de ajuste para la ganancia del desbalance.

El diagrama de la Figura 3.17 está compuesto por dos secciones: una que determina cuál es el lazo de control que debe de ser más rápido y otra que determina el nivel de ganancia extra que debe aplicarse.

La sección que decide cuál de los dos lazos de control debe ser más rápido está compuesta por un comparador que determina cuál de los dos voltajes es mayor y con base a ello asigna

o no la ganancia extra.

La segunda sección determina la diferencia entre los voltajes de ambas VSC y lo normaliza con respecto a la tensión de CD deseada. Esta diferencia es mapeada por una función de Gauss que permite conocer que fracción de la ganancia de ajuste K_{erc} debe ser aplicada al lazo de control.

La selección de una función gaussiana se debe a que su comportamiento es exponencial y continuo, además de poseer un valor máximo centrado en cero y la altura de la función es acotada. Estas características favorecen en la solución del problema, puesto que se desea que cuando la diferencia de voltaje entre las VSC sea cercano a cero el controlador tenga una ganancia mucho mayor. Además de que la función exponencial ofrece un mejor desempeño ante cambios pequeños de voltaje.

La Figura 3.18 muestra las campanas de Gauss construidas a partir de funciones exponenciales 10^x y e^x dentro de la región de interés.

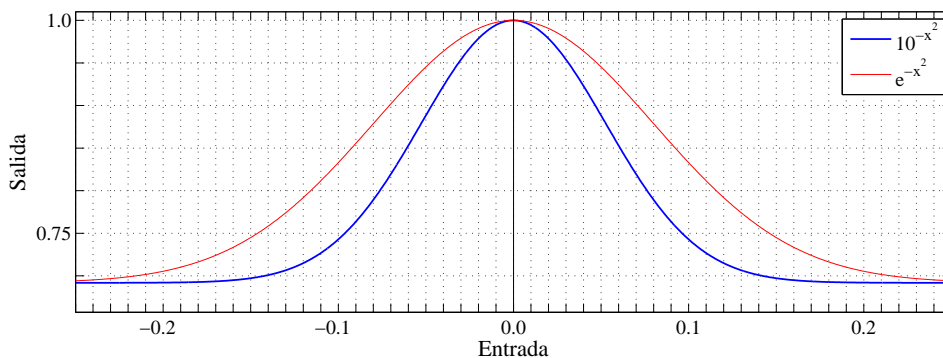


Figura 3.18. Funciones gaussianas, con $R_{\%} = 0.16$.

Se observa que la función gaussiana compuesta por la función 10^x posee una pendiente más pronunciada conforme se acercan los valores a cero. Lo cual permite tener una mayor ganancia extra al acercarse al punto de cero potencia transferida.

La función gaussiana está definida como:

$$y = 10^{-R_{\%}} + (1 - 10^{-R_{\%}}) \cdot 10^{-\frac{2x^2}{R_{\%}^2}} \quad (3.26)$$

Donde $R_{\%}$ es la diferencia máxima normalizada que el convertidor puede llegar a alcanzar. Este término permite acotar el mínimo valor de la función gaussiana.

El valor de la constante de ajuste se fijó en 250 para garantizar que la señal de desbalance sea lo suficientemente rápida cuando la diferencia de voltaje entre las VSC se acerque a cero, Esto con el fin del que el sistema no pierda estabilidad.

Finalmente, la Tabla 3.2 se muestra el conjunto de valores para los diferentes compensadores.

Tabla 3.2. Constantes de sintonización para los compensadores PI.

Compensador	k_p	k_i
U^{dq}	2.52×10^3	3.36×10^5
U^0	5.040×10^2	6.720×10^4
W	2.466×10^2	3.523×10^3
$Desbalance$	3.233×10^{-4}	1.096×10^{-3}
K_{erc}	250	

En el esquema de la Figura 3.19 se presenta un esquema general del sistema junto con los diferentes lazos de control.

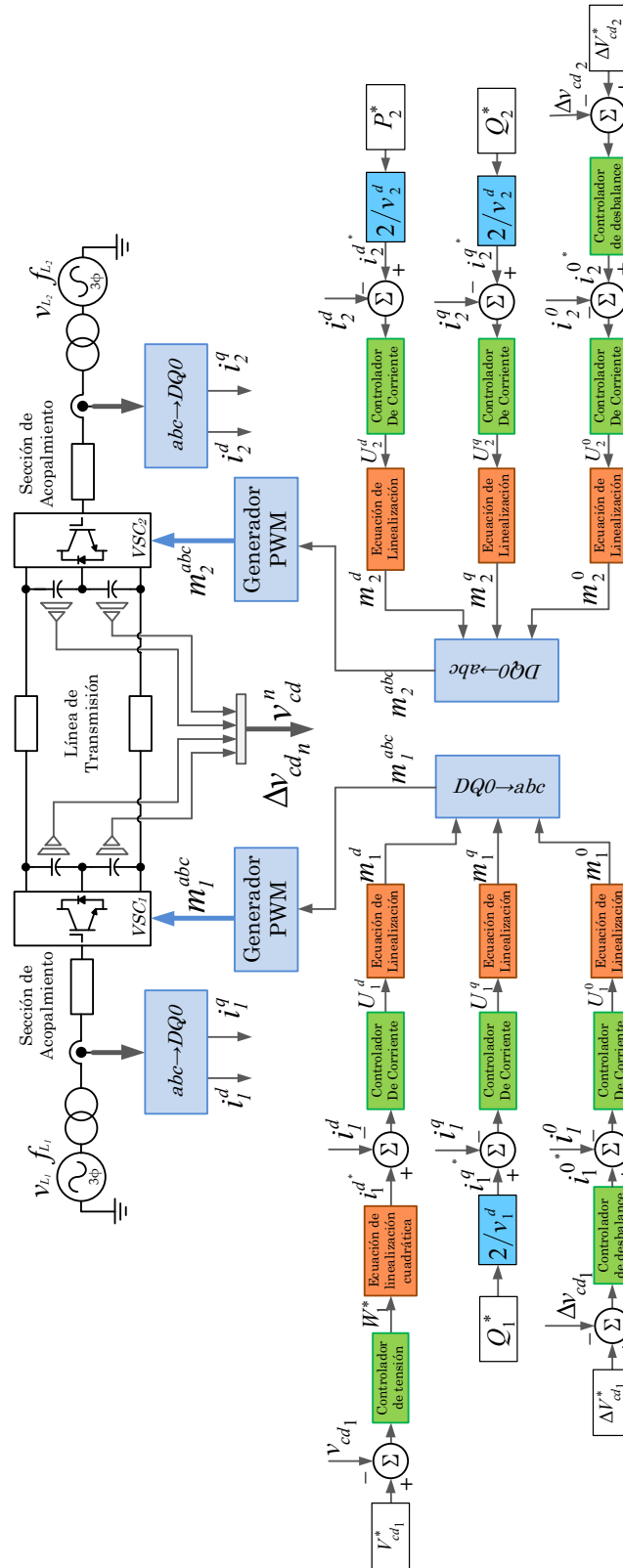


Figura 3.19. Esquema general de las simulación del circuito eléctrico de potencia.

Una vez propuestas las leyes de control, es necesario corroborar que el sistema en lazo cerrado presenta un buen comportamiento al llevar a cabo la tarea de transmitir energía eléctrica de una red de CA a otra.

La Figura 4.1 muestra de forma esquemática el sistema de transmisión HVDC en lazo cerrado, el cual consta de un par de VSC que se encuentran enlazados por medio de una línea de transmisión de dos conductores; cada VSC entrega o demanda energía a una red en CA. El esquema de control está compuesto por varias etapas: una de sensado y acondicionamiento de señales, ley de control y por último un etapa de modulación PWM.

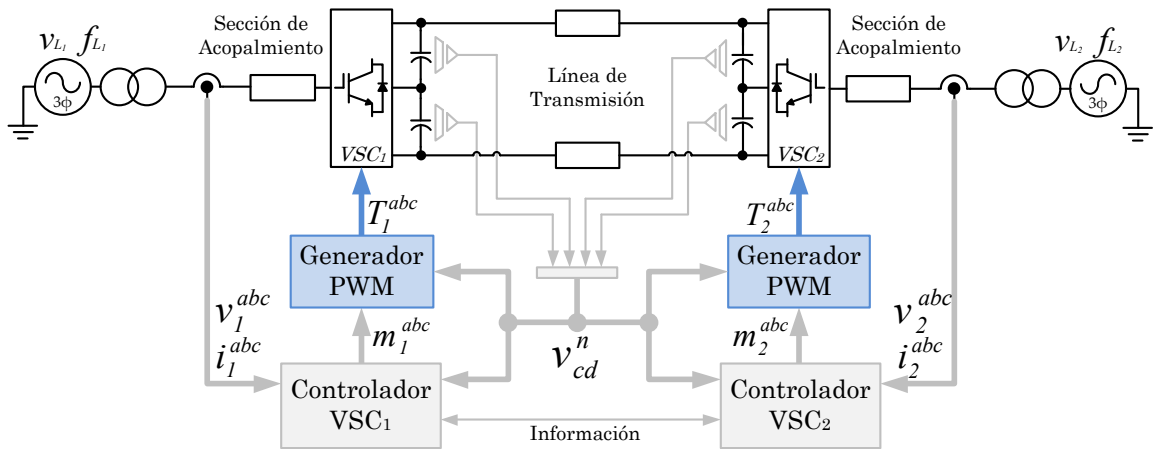


Figura 4.1. Lazo de control lineal para las corrientes.

La información que comparten los bloques de control son las potencias que se demandan por la redes de CA. Además de los valores de tensión en cada bus de CD, así como el nivel de desbalance que poseen los condensadores en cada convertidor.

El análisis del comportamiento del convertidor en lazo cerrado está dividido en seis secciones: en la primera, se prueba el convertidor en un escenario de inversión en la región de operación marcada en [?] con el fin de comprobar que el sistema es capaz de funcionar en diferentes puntos de operación. Las siguientes tres, se demandan diferentes perfiles de potencia y se comparan los resultados entre las simulaciones del modelo en $DQ0$ y del circuito eléctrico de potencia; con el objetivo de validar el modelo matemático del sistema en lazo cerrado. En las últimas dos pruebas se llevan a cabo únicamente en el circuito eléctrico de potencia con la finalidad de mostrar resultados lo más cercanos a la realidad posibles.

Cabe resaltar que el circuito eléctrico en potencia, el cual será usado para corroborar tanto la eficacia del controlador como la validez del modelo matemático, tiene una etapa de precarga para los condensadores lo que permite no arrancar desde una tensión igual a cero; esto permite que el controlador no se sature y mantener controladas las corrientes de arranque.

4.1. Comportamiento del sistema en media potencia

En esta sección se reproducen los resultados mostrados en [?] donde el sistema solamente logra transferir varias decenas de mega watts como lo muestra la Tabla 4.1.

Tabla 4.1. Capacidad en potencia del convertidor en el punto de operación original.

Potencias nominales del sistema				
Convertidor	$P_{\text{máx}}$	$P_{\text{mín}}$	$Q_{\text{máx}}$	$Q_{\text{mín}}$
VSC ₁	80MW	-80MW	40MVAR	-40MVAR
VSC ₂	80MW	-80MW	40MVAR	-40MVAR

En esta prueba además de forzar al convertidor a entregar su potencia nominal se le exige mucho más al sistema en lazo cerrado al llevar a cabo una inversión del 100% de la potencia nominal del sistema. Con esta prueba se verificará que el controlador es capaz de trabajar en diferentes regiones de operación.

4.1.1. Comportamiento de la potencia activa

Se observa en la Figura 4.2 como el convertidor arranca la prueba con una etapa de precarga que tiene una duración de 100ms y en 200ms alcanza el valor de la potencia nominal

(80MW) mientras que el VSC₁ transfiere únicamente 76MW esto es debido a las pérdidas producidas por los dispositivos semiconductores y por las resistencias asociadas a la sección de acoplamiento y a la línea de transmisión. En un tiempo igual a 1.5s se le demanda al sistema la potencia nominal pero en sentido contrario dicha potencia se alcanza en 250ms, el convertidor número uno presenta un pico de demanda del 5%. El sistema regresa a la condición inicial de flujo de potencia en 255ms con una sobre demanda de apenas el 1%.

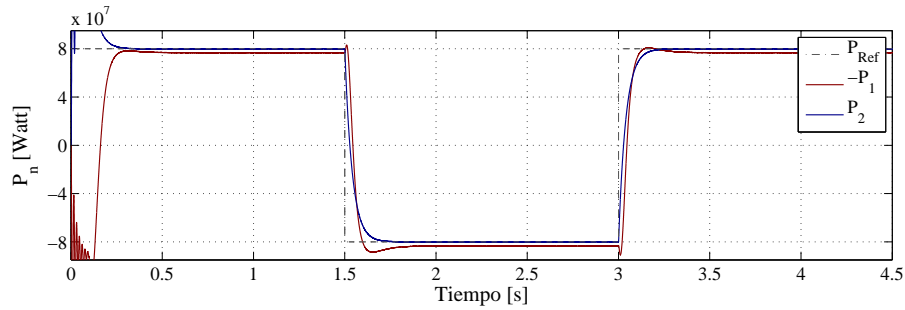
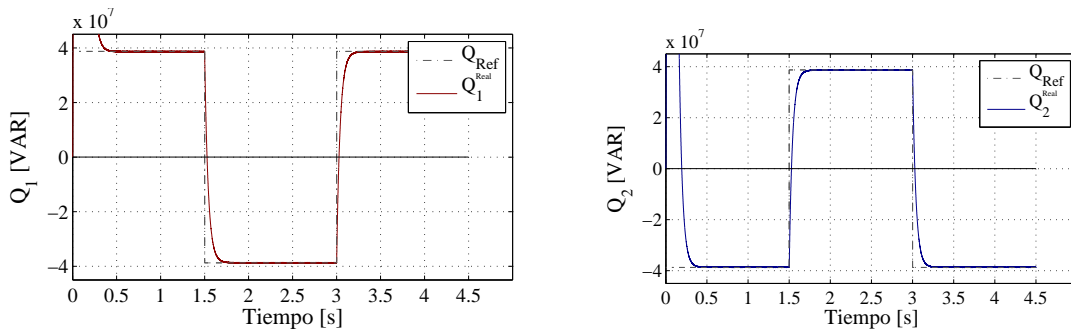


Figura 4.2. Comportamiento de la potencia activa ante una inversión del 100 %.

4.1.2. Comportamiento de la potencia reactiva

En los gráficos de la Figura 4.3 se observa el comportamiento de la potencia, la cual sigue el valor de la referencia con la finalidad de mantener el factor de potencia constante en 0.9, los tiempos de estabilización de ambas potencias ronda los 125ms



(a) Potencia reactiva del convertidor número 1.

(b) Potencia reactiva del convertidor número 2.

Figura 4.3. Comportamiento de la potencia reactiva ante una inversión del 100 %.

4.1.3. Comportamiento de la tensión del bus de CD

La Figura 4.4 muestra el comportamiento de la tensión en la línea de transmisión mientras ocurre la inversión del 100 % de la potencia nominal del convertidor, se observa que el lazo de tensión permite que el voltaje en CD del VSC₁ esté regulada en 200kV con tiempo de estabilización de aproximadamente 250ms y sobretiros del 5.5 %. La tensión del VSC₂ se regula dependiendo de la cantidad de potencia que el convertidor transmite; es por esa razón que el voltaje de este convertidor dos toma valores de 4.9kV por arriba o 5.3kV por debajo de la tensión del primer convertidor.

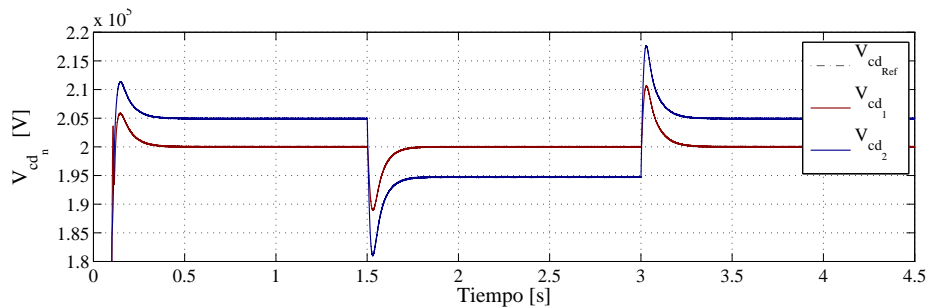


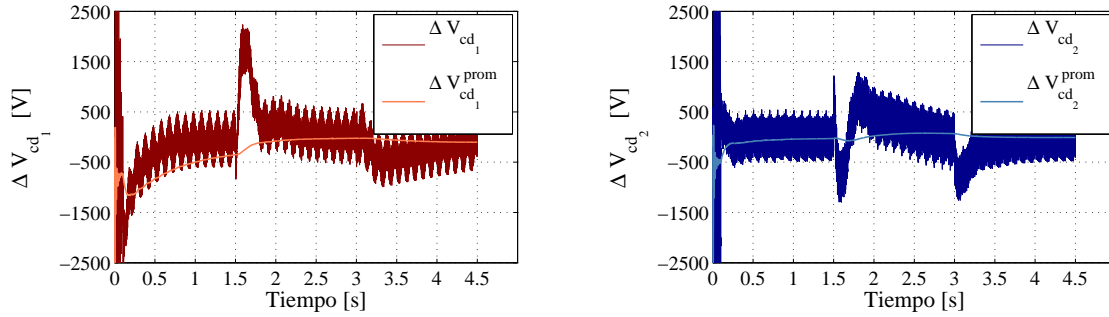
Figura 4.4. Comportamiento de la tensión en el bus de CD ante una inversión del 100 %.

4.1.3.1. Comportamiento del desbalance

En la Figura 4.5 se observa como los desbalances se mantienen regulados en un valor cercano a cero aunque presenta variaciones de alta frecuencia debidas a las conmutaciones las cuales rondan los valores de 500V. Presentan variaciones cuando el sistema cruza por un valor cero de potencia las cuales se estabilizan en 1.5s y 350ms, esta diferencia entre el desbalance del VSC₁ y el VSC₂ se debe a la acción de la ganancia programada.

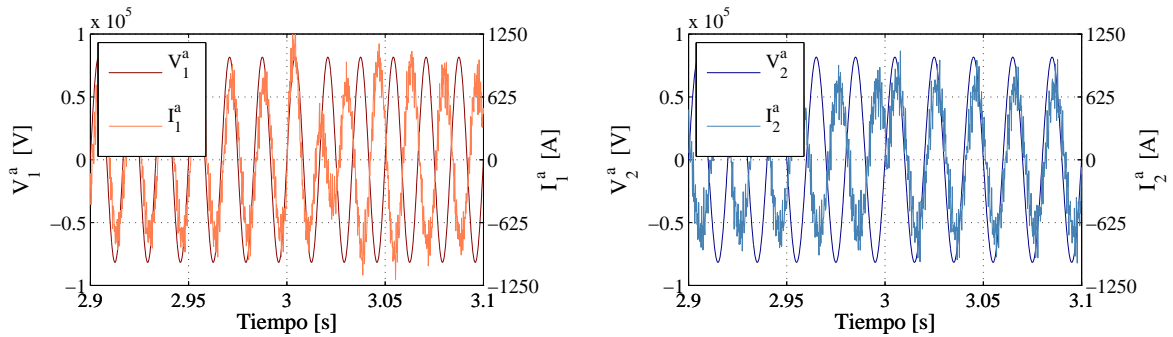
4.1.3.2. Comportamiento en las redes de CA

A continuación se presenta el comportamiento del voltaje y la corriente en ambos puntos de conexión, donde primeramente se puede observar que ambos sistemas poseen frecuencias de línea diferentes, además, se observa que el VSC₁ tarda 3 ciclos de red en estabilizarse y presenta una sobre corriente de 300A; mientras que el VSC₂ lleva acabo la inversión de forma casi instantánea.



(a) Desbalance del convertidor número 1.

(b) Desbalance del convertidor número 2.

Figura 4.5. Comportamiento del desbalance ante una inversión del 100%.

(a) Comportamiento del convertidor número 1.

(b) Comportamiento del convertidor número 2.

Figura 4.6. Voltaje y corriente en CA ante una inversión del 100%.

Con los resultados mostrados en esta prueba se valida el buen funcionamiento del controlador trabajando con el sistema en una región de operación de potencia media, en las siguientes pruebas se probará la eficacia del sistema en una región de operación en alta potencia.

4.2. Pruebas de comparación

En esta sección se hace una comparación de los resultados entregados tanto por el modelo continuo en $DQ0$ como el circuito eléctrico de potencia, con el fin de obtener las diferencias entre los dos y así validar el comportamiento del modelo matemático en una región de operación de alta potencia.

Las simulaciones se desarrollaron utilizando la plataforma de simulación SIMULINK de MATLAB® para el modelo continuo en $DQ0$ y el simulador de sistemas de alta potencia PSCAD® para el circuito eléctrico de potencia.

Cabe destacar que la simulación del circuito eléctrico de potencia posee una etapa de precarga que dura alrededor de 200ms y tiene la finalidad de elevar la tensión en el bus de CD para que no se sature el controlador al momento de arrancar con una tensión en el bus de CD igual a cero. En esta etapa, la modulación se lleva a cabo en lazo abierto lo que corrobora una de las ventajas del convertidor NPC, la cual dice que no es necesario una etapa de precarga especializada.

El consumo de energía de una red eléctrica es poco predecible y por tal razón las pruebas o escenarios de funcionamiento tratan de ser altamente exigentes. Este tipo de pruebas se realizan con el objetivo de comprobar que el convertidor tiene la capacidad de sobrellevarlas y de responder de manera adecuada frente a las diversas circunstancias que se puedan presentar en un escenario real.

Los tres escenarios de funcionamiento con los cuales el convertidor es sometido son:

1. Inversión de potencia.
2. Escalón de potencia.
3. Seguimiento de una señal sinusoidal.

Estas tres pruebas se realizan manteniendo el factor de potencia (F.P.) constante, lo cual se puede interpretar como que la potencia reactiva que entrega o demanda el convertidor debe presentar el mismo comportamiento que la potencia activa.

Para llevar a cabo las pruebas, es preciso establecer cuáles son los parámetros del sistema; los cuales tendrán que ser válidos para un sistema HVDC real. La Tabla 2.1 contiene los valores de las impedancias de acoplamiento así como los valores de la línea de transmisión.

Además de definir los parámetros del sistema, se define cuál es la cantidad máxima de potencia que el convertidor debe transmitir, y definir cuál es el factor de potencia máximo que puede compensar. En la Tabla 2.2 se muestran estos valores. Cabe mencionarse que los valores de potencia tanto activa como reactiva se pueden transferir de forma bidireccional.

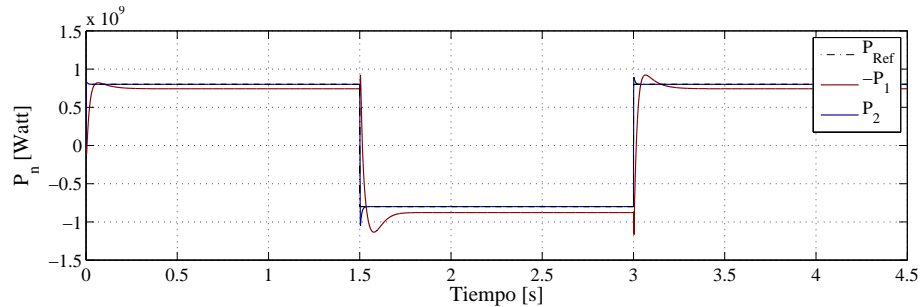
4.2.1. Inversión de potencia

El escenario de esta prueba coincide con el realizado con el convertidor transmitiendo potencias medias, entonces con los resultados obtenidos en sección se puede hacer una sencilla comparativa entre los comportamientos del sistema.

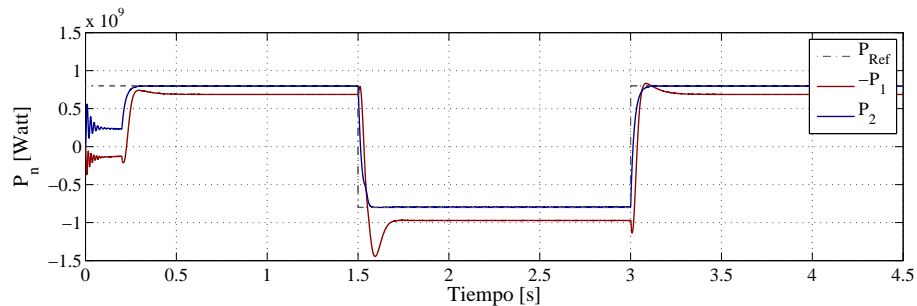
La prueba consiste en demandar el 80 % de la potencia activa nominal de forma positiva y de forma súbita invertir el flujo de la energía, después de un tiempo se vuelve a invertir el flujo de potencia.

4.2.1.1. Comportamiento de la potencia activa

En las siguientes imágenes se muestra el comportamiento de la potencia activa durante una inversión del flujo de potencia. Primeramente se observa que el modelo en $DQ0$ es capaz de reproducir el comportamiento del convertidor de forma general con algunas variaciones en los tiempo de respuesta y magnitudes del sobretiro; esto es, en parte, debido a que las moduladoras en el modelo en $DQ0$ son continuas.



(a) Modelo continuo en $DQ0$; simulación en SIMULINK .



(b) Modelo conmutado en abc ; simulación en PSCAD.

Figura 4.7. Comportamiento de la potencia activa ante una inversión del 80 %.

Se observa entre las Figuras 4.7(a) y 4.7(b) que existe una diferencia entre los niveles de

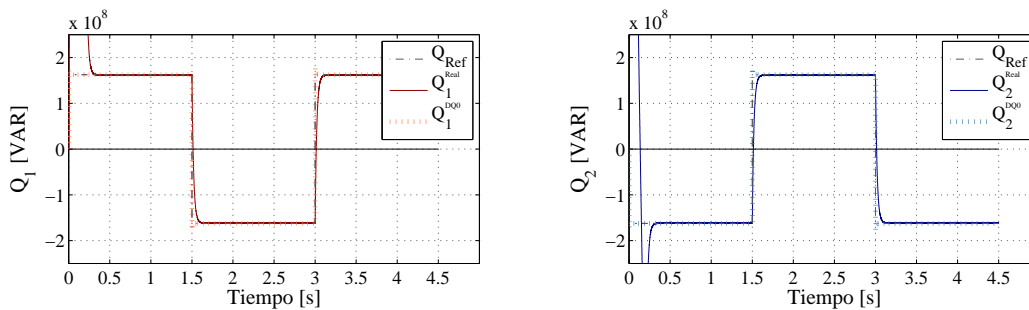
potencia del VSC_1 , esta diferencia es del 6.6 % y se atribuye a las pérdidas por conducción y conmutación de los dispositivos semiconductores, las cuales no son contempladas en el modelo en $DQ0$. Los sobretiros en la demanda de potencia del convertidor llegan a tener valores de hasta el 45 % de la potencia nominal demandada.

Los tiempos de estabilización de la potencia del VSC_2 rondan 70ms mientras que para el VSC_1 el tiempo es de aproximadamente 250ms, esta diferencia en los tiempo se debe a que el lazo que controla la potencia actúa directamente sobre el segundo convertidor.

4.2.1.2. Comportamiento de la potencia reactiva

En la Figura 4.8 se observa el comportamiento de la potencia reactiva en cada convertidor, se puede ver que estas se regulan en el punto deseado con el fin de mantener el F.P. constante aun cuando el flujo de potencia cambia de dirección.

Se puede apreciar de nueva cuenta que las dinámicas del modelo continuo en $DQ0$ tienen una mayor velocidad de respuesta debido a que las señales moduladoras son continuas. Los tiempos de asentamiento de la potencia reactiva, arrojados por la simulación del circuito eléctrico en potencia, son cercanos a 75ms; mientras que el sobretiro, que presenta el modelo en $DQ0$, es del 8.5 %.



(a) Potencia reactiva del convertidor número 1.

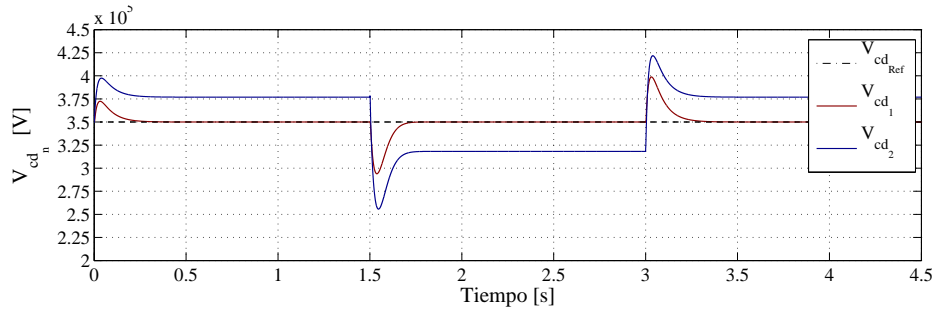
(b) Potencia reactiva del convertidor número 2.

Figura 4.8. Comportamiento de la potencia reactiva ante una inversión del 80 %.

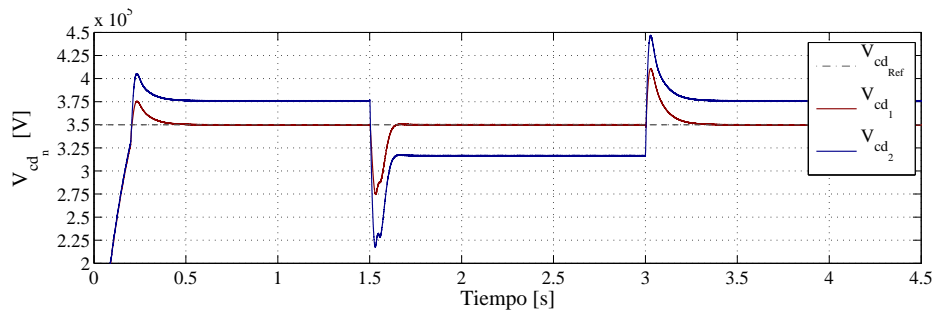
4.2.1.3. Comportamiento de la tensión del bus de CD

Las Figuras 4.9(a) y 4.9(b) muestran el comportamiento de la tensión del bus de CD, donde se observa que la tensión del VSC_1 está regulada en un valor de 350kV mientras que el nivel de tensión del VSC_2 está regulado por el flujo de potencia.

Se observa a lo largo de la simulación que la tensión del segundo convertidor se regula en valores por encima y por debajo de la tensión regulada, esto permite definir el sentido del flujo de potencia y además seleccionar cual de los lazos de control para el desbalance debe de ser más rápido.



(a) Modelo continuo en $DQ0$; simulación en SIMULINK .



(b) Modelo conmutado en abc ; simulación en PSCAD.

Figura 4.9. Comportamiento de la tensión en el bus de CD ante una inversión del 80%.

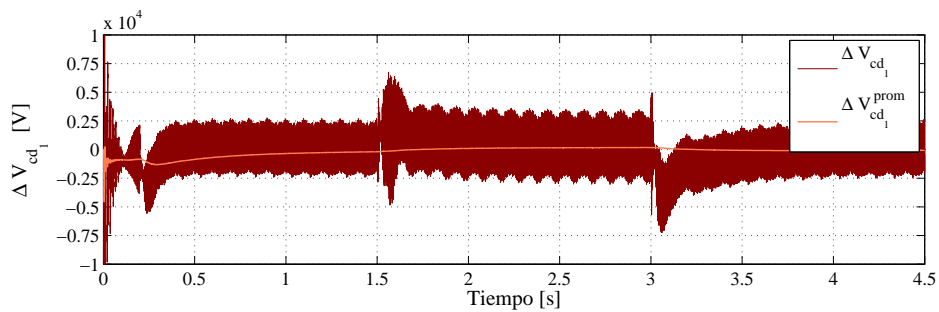
La diferencia en tensión entre ambos convertidores es de 26.9kV esto se debe a que al transferir potencia existe una caída de tensión en la línea de transmisión. El sobretiro máximo del bus de CD regulado es del 21% mientras que en el segundo convertidor es del 37.7% los cuales se estabilizan en aproximadamente 130ms. El tiempo de estabilización es elevado, sin embargo no hay que perder de vista que esta inversión de potencia es inusual, ya que existen protocolos para realizar la inversión de potencia en sistemas de esta capacidad.

La simulación en PSCAD del circuito eléctrico de potencia presenta una etapa de precarga que dura 200ms, la cual tiene la finalidad de cargar los condensadores y que el controlador no se sature.

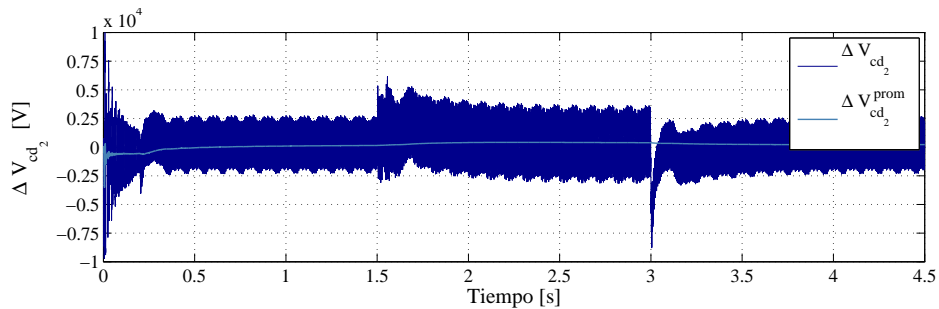
4.2.1.4. Comportamiento del desbalance entre los condensadores

En las Figuras 4.10(a) y 4.10(b) se puede ver el comportamiento del desbalance en la tensión de los condensadores en cada VSC, los cuales presentan valores estables máximos de 3.5kV que es el 1% de la tensión total del bus de CD; sin embargo, el desbalance tiene un valor promedio que se regula en una referencia, cercana a los 100V que al ser comparada contra 350kV del bus de CD es considerada cero.

Se observa que en los instantes donde se realiza la inversión el valor del desbalance alcanza valores de hasta 6.8kV y 8.75kV entre los condensadores del primero y segundo convertidor respectivamente, así como los tiempo de estabilización de 50 y 250ms los cuales están designados por el esquema de ganancia programada.



(a) Desbalance del convertidor número 1.



(b) Desbalance del convertidor número 2.

Figura 4.10. Comportamiento del desbalance ante una inversión del 80%; simulación en PSCAD.

4.2.1.5. Comportamiento en las corrientes en $DQ0$

La Figuras 4.11 y 4.12 muestran el comportamiento de las corrientes en el marco de referencia $DQ0$. Si se observa el comportamiento de las corrientes del VSC₁ se puede apreciar

que el modelo en $DQ0$ predice el comportamiento del sistema con algunas diferencias como: los valores en los que se regula el valor de la corriente tiene una diferencia del 10% que es congruente con la diferencia de la gráfica de potencia, los valores máximos en los instantes de transición llegan hasta los 13.6kA y 15.3kA para cada transición respectivamente. Los tiempos de estabilización son de aproximadamente 250ms.

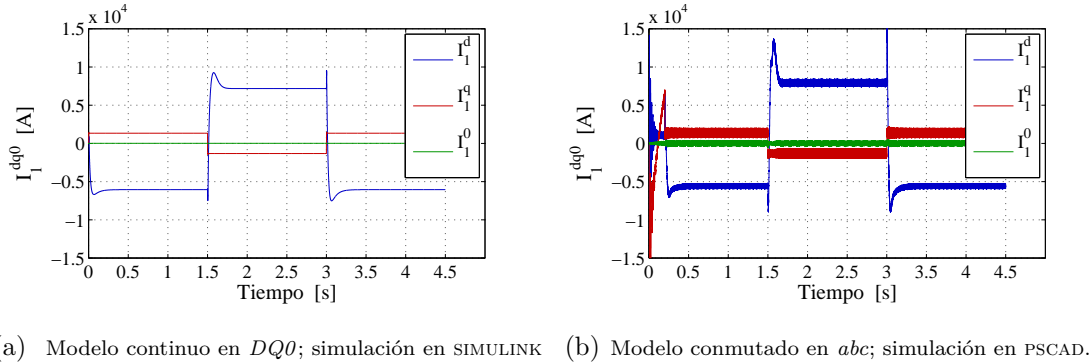


Figura 4.11. Comportamiento de las corrientes en $DQ0$ del VSC₁ ante una inversión del 80 %.

Las corrientes en el VSC₂ presentan el siguiente comportamiento. Los tiempos de estabilización son de 40ms debido a que el lazo que controla la potencia está en este convertidor. En la primera transición se presenta un oscilación que tiene una duración 87ms y se debe a una saturación en la moduladora m_2^d .

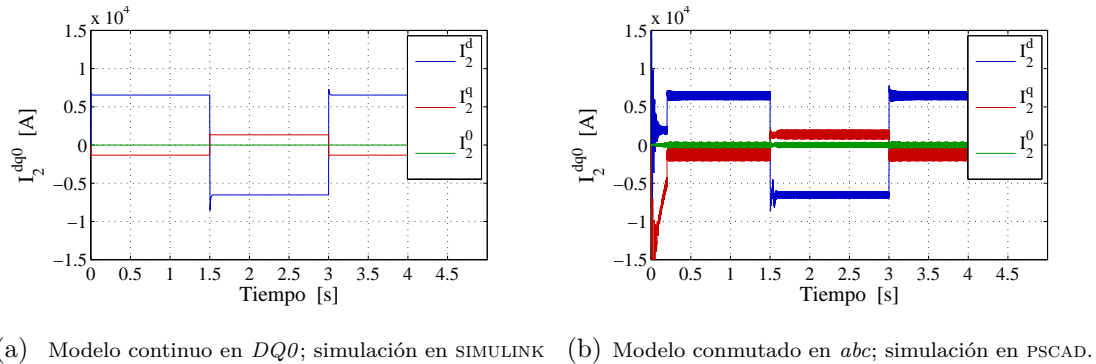


Figura 4.12. Comportamiento de las corrientes en $DQ0$ del VSC₁ ante una inversión del 80 %.

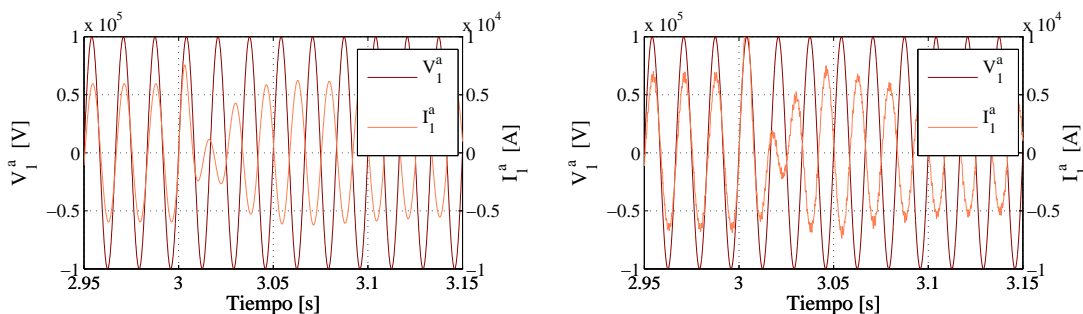
La corriente de la componente cero presenta valores máximos en ± 350 A, sin embargo, el promedio está al rededor de un valor cero, en comparación con los resultados en lazo abierto

la corriente se reduce la magnitud de la corriente debido a que está controlado el desbalance entre los condensadores de cada VSC.

4.2.1.6. Comportamiento en las redes de CA

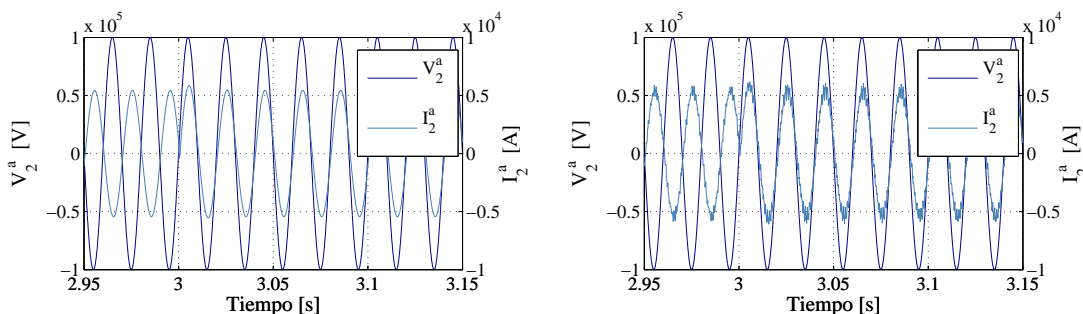
Las Figuras 4.13 y 4.14 presentan el comportamiento del voltaje y la corriente en cada punto de conexión con las redes de CA. En el punto de conexión uno se observa que la corriente llega hasta un punto máximo de 12kA y le toma un tiempo de 66.66ms en estabilizarse, ese tiempo corresponde a cuatro ciclos de red.

En el punto de conexión del VSC₂ se puede observar que la corriente se invierte de forma inmediata.



(a) Modelo continuo en $DQ0$; simulación en SIMULINK. (b) Modelo conmutado en abc ; simulación en PSCAD.

Figura 4.13. Voltaje y corriente en CA de la red 1 ante una inversión del 80%.



(a) Modelo continuo en $DQ0$; simulación en SIMULINK. (b) Modelo conmutado en abc ; simulación en PSCAD.

Figura 4.14. Voltaje y corriente en CA de la red 2 ante una inversión del 80%.

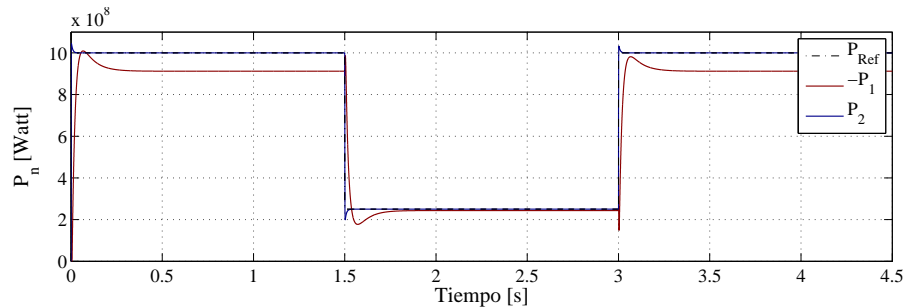
4.2.2. Escalón de potencia

Este escenario de prueba consiste en demandar al convertidor un impulso de potencia durante un lapso de tiempo, el sistema además de entregar la potencia activa requerida debe suministrar una cierta cantidad de potencia reactiva con el fin de que el F.P. se mantenga constante.

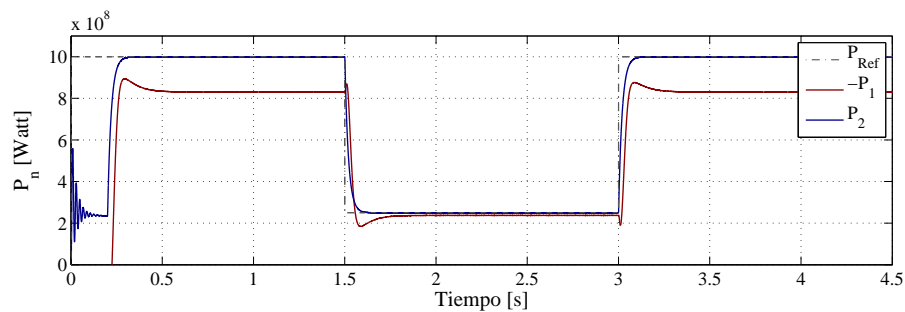
En la Tabla 2.2 se muestra la potencia nominal que el convertidor deberá entregar, el impulso está dividido en 3 lapsos de 1.5s y la reducción en potencia es del 75 %.

4.2.2.1. Comportamiento de la potencia activa

En la Figura 4.15 se presentan los comportamientos del flujo de potencia tanto de la simulación del modelos en $DQ0$ como la del circuito eléctrico de potencia.



(a) Modelo continuo en $DQ0$; simulación en SIMULINK.



(b) Modelo conmutado en abc ; simulación en PSCAD.

Figura 4.15. Comportamiento de la potencia activa ante una variación del 75 %.

Una vez más se presentan diferencias en la potencia que demanda el VSC_1 las cuales son debidas a las pérdidas producidas por los dispositivos semiconductores, la diferencia entre ambas simulaciones es del 9.8 %. Los tiempos de asentamiento rondan los 250ms.

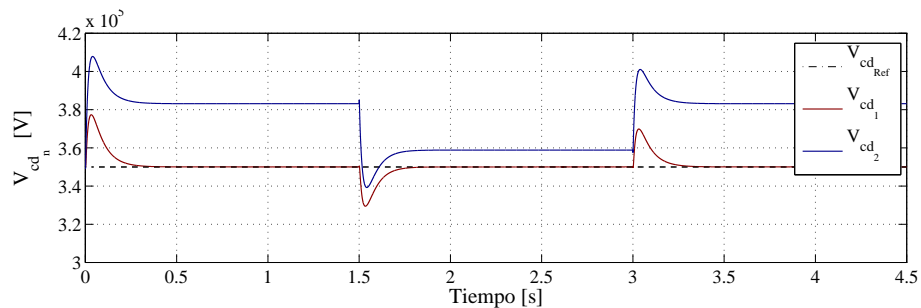
Al inicio de las curvas de la Figura 4.15(b) se observa el periodo de precarga, donde el sistema funciona en lazo abierto durante un pequeño periodo de tiempo con el fin de elevar la tensión de los condensadores y no arrancar desde una tensión cero la cual satura al controlador, debido a que las condiciones iniciales son cero.

4.2.2.2. Comportamiento de la tensión del bus de CD

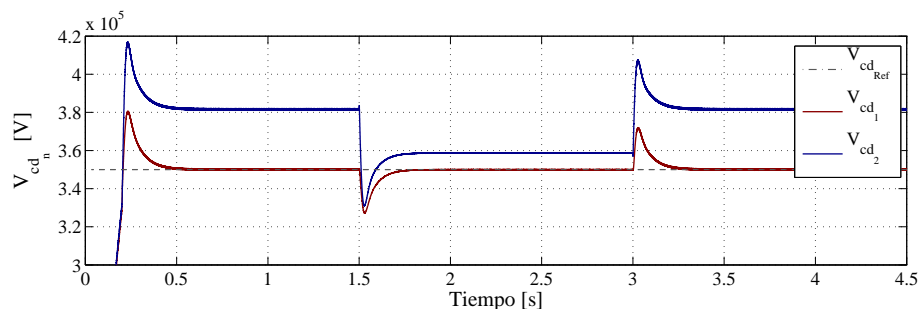
En la Figura 4.16 se muestra el desempeño de la tensión del bus de CD; se observa en ambas gráficas que los valores en tensión del VSC₁ se regulan en 350kV mientras que la tensión del VSC₂ se regula en función de la potencia que se transmite, lo que lo coloca en un valor de 381kV con una diferencia entre las simulaciones para esta tensión del 0.5 %.

La tensión del primer convertidor en los transitorios presenta sobretiros que caen a los 327kV y se eleva hasta los 371kV, con tiempos de estabilización de 300ms.

El convertidor número dos presenta transitorios más severos puesto que alcanza valores de hasta 407kV o cae hasta los 339kV que corresponde al 5 y 7 % respectivamente.



(a) Modelo continuo en $DQ0$; simulación en SIMULINK.



(b) Modelo conmutado en abc ; simulación en PSCAD.

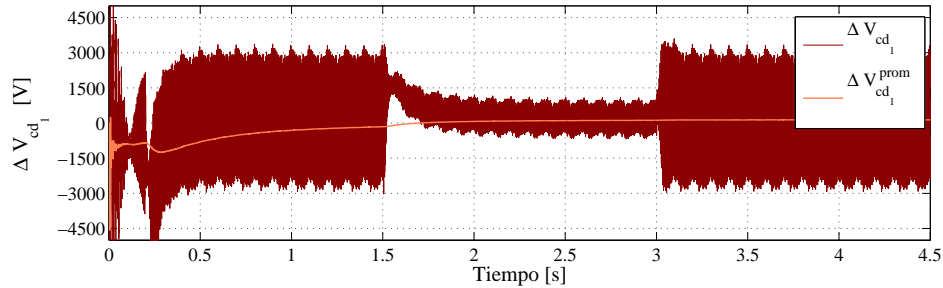
Figura 4.16. Comportamiento de la tensión en el bus de CD ante una variación del 75 %.

4.2.2.3. Comportamiento del desbalance

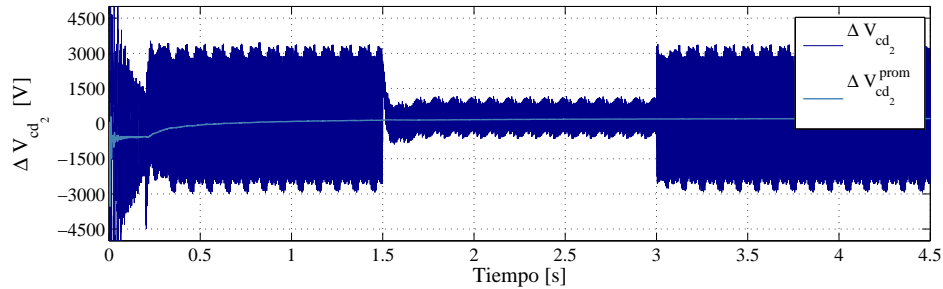
El desbalance es la diferencia de voltaje entre los condensadores de cada convertidor, en la Figura 4.17 se muestra el comportamiento del desbalance en cada uno de los VSC.

Los valores de desbalance presentan oscilaciones de alta frecuencia que tienen valores máximos de 3.3kV que corresponden al 0.9% y el segundo valor máximo corresponde al 0.65% de la tensión total del bus de CD. Aun cuando existen oscilaciones, el valor promedio de los desbalances está en torno a un valor muy cercano a cero.

En los puntos de transición es posible apreciar que la dinámica del desbalance del VSC₂ tiene una mayor velocidad de estabilización puesto que regula el desbalance en un tiempo aproximado de 50ms, mientras que el desbalance del primer convertidor los hace en 250ms; esto se debe al ajuste de la ganancia del controlador.



(a) Desbalance del convertidor número 1.



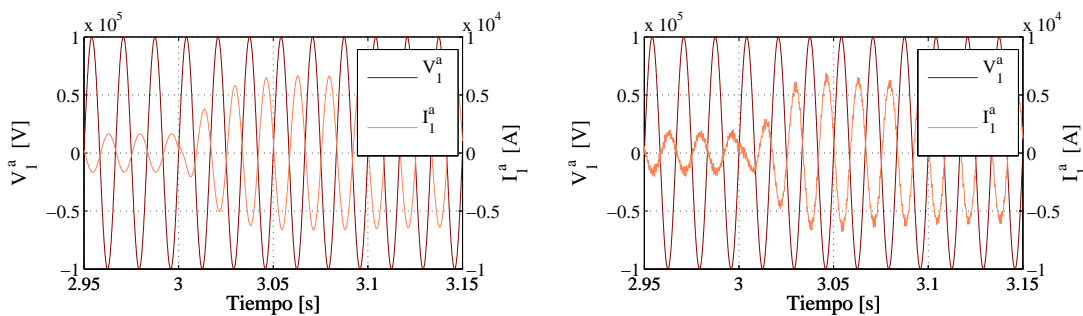
(b) Desbalance del convertidor número 2.

Figura 4.17. Comportamiento del desbalance ante una variación del 75%; simulación en PSCAD.

4.2.2.4. Comportamiento en las redes de CA

A continuación se presenta en las Figuras 4.18 y 4.19 el comportamiento del voltaje y de la corriente de cada red de CA.

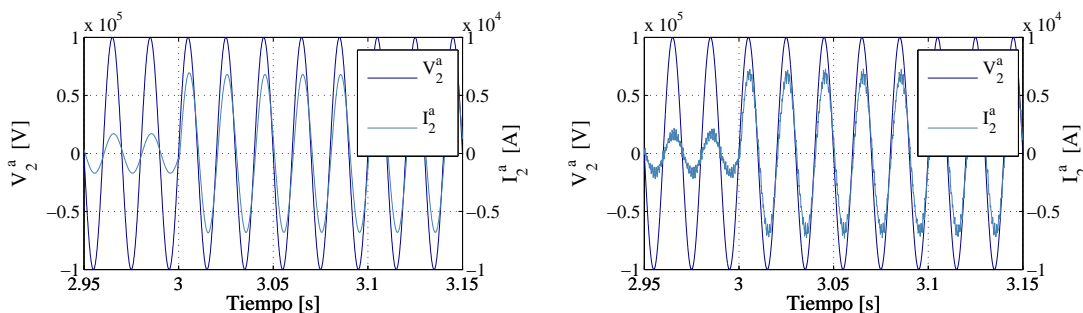
En el punto de conexión número uno se observa que la corriente tarda 300ms en alcanzar su valor final, lo que corresponde a un aumento del 133.33% de la corriente demandada; el tiempo de asentamiento para esta corriente es mayor que la del VSC₂ debido a que el primer convertidor se encarga de regular la tensión de CD mientras entrega la potencia demandada por el segundo convertidor.



(a) Modelo continuo en $DQ0$; simulación en SIMULINK. (b) Modelo conmutado en abc ; simulación en PSCAD.

Figura 4.18. Voltaje y corriente en CA de la red 1 ante una variación del 75%.

La corriente del punto de conexión número dos hace el cambio en la magnitud de la corriente de forma casi instantánea, lo cual se debe a que el lazo de control para la potencia activa se encuentra en este convertidor.



(a) Modelo continuo en $DQ0$; simulación en SIMULINK. (b) Modelo conmutado en abc ; simulación en PSCAD.

Figura 4.19. Voltaje y corriente en CA de la red 2 ante una variación del 75%.

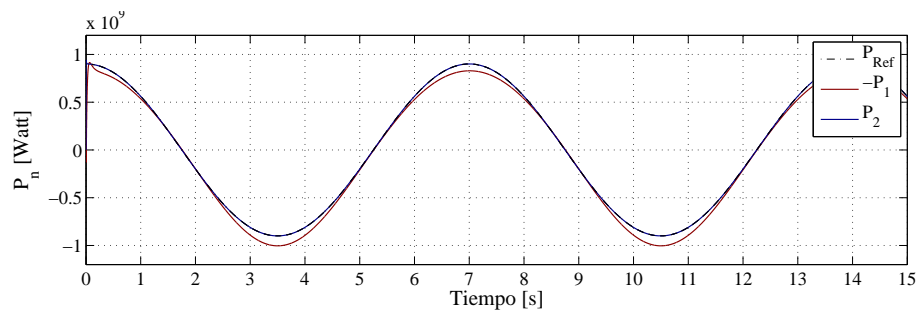
4.2.3. Seguimiento de potencia

En esta prueba se le exige al convertidor que entregue potencia de forma variable, siguiendo una trayectoria sinusoidal de baja frecuencia. La señal de seguimiento posee las siguientes características: una frecuencia de 0.1428Hz que se puede traducir en que el periodo de la onda es de 7s, un desfase de 90° lo que permite demandar una potencia máxima al momento en que arranca el controlador y un valor pico de $0.9U$ para la señal sinusoidal.

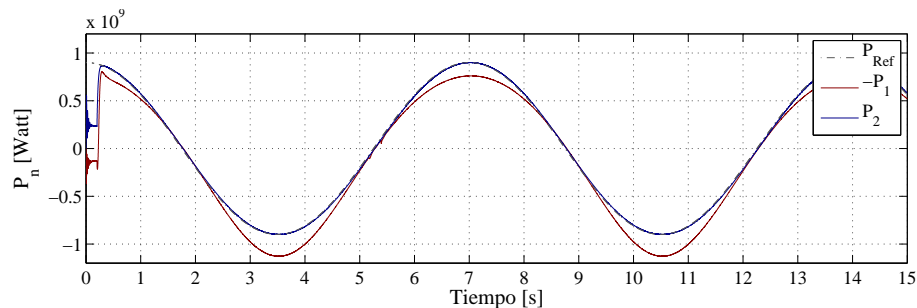
4.2.3.1. Comportamiento de la potencia activa

En la Figura 4.20 se muestra el comportamiento de la potencia activa proveniente de las simulaciones del modelo en $DQ0$ y del circuito eléctrico de potencia.

Al comparar las curvas de la potencia activa del VSC_1 se observa que existe una variación del 15% entre los valores máximos; esta diferencia se debe a las pérdidas en los dispositivos semiconductores, dichas pérdidas no son modeladas debido a que el comportamiento de los semiconductores es ideal.



(a) Modelo continuo en $DQ0$; simulación en SIMULINK .



(b) Modelo conmutado en abc ; simulación en PSCAD.

Figura 4.20. Comportamiento de la potencia activa durante el seguimiento de una referencia.

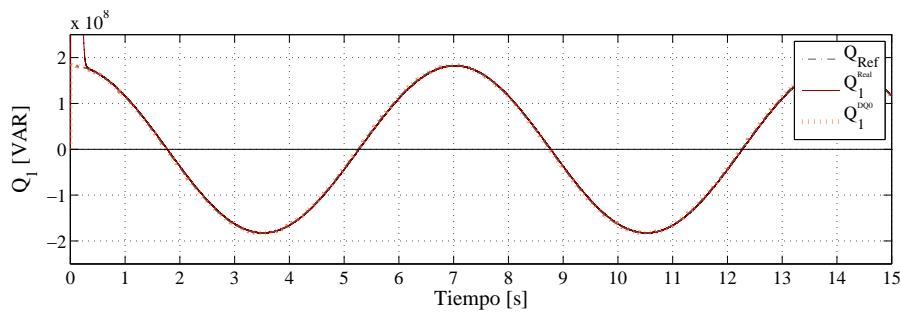
El comportamiento de la potencia activa del segundo convertidor sigue sin problemas el valor de la referencia, no presenta retardos puesto que el controlador posee una adecuada velocidad de respuesta ante señales de dinámica lenta.

En la Figura 4.20(b) se aprecian pequeñas perturbaciones en los cruces por cero debidas a la inversión del flujo de potencia y a la ganancia extra que llega a su punto máximo. Además se hace presente el efecto de la precarga de los condensadores en los primeros instantes de la simulación.

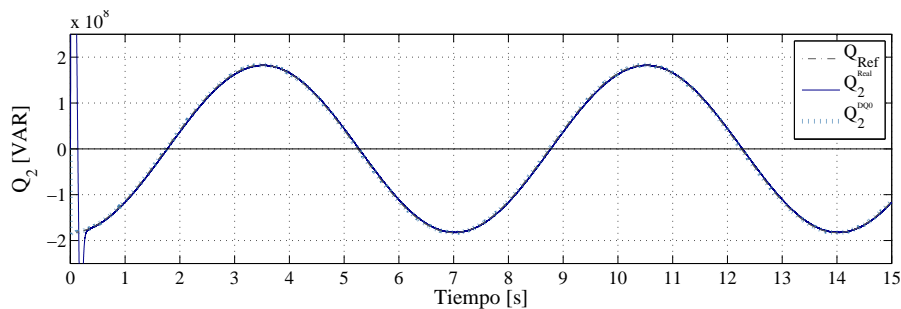
4.2.3.2. Comportamiento de la potencia reactiva

En la Figura 4.21 se muestra el comportamiento de la potencia reactiva en cada VSC, donde se logra un buen seguimiento de la referencia lo que permite mantener el F.P. constante a lo largo de toda la simulación.

En la Figura 4.21(b) es evidente que la etapa de precarga, la cual se lleva a cabo en lazo abierto, lleva a la potencia reactiva a un punto alejado del valor de referencia deseado; esto provoca que el sistema necesite una cantidad de tiempo mayor para estabilizarse.



(a) Potencia reactiva del convertidor número 1.



(b) Potencia reactiva del convertidor número 2.

Figura 4.21. Comportamiento de la potencia reactiva durante el seguimiento de una referencia.

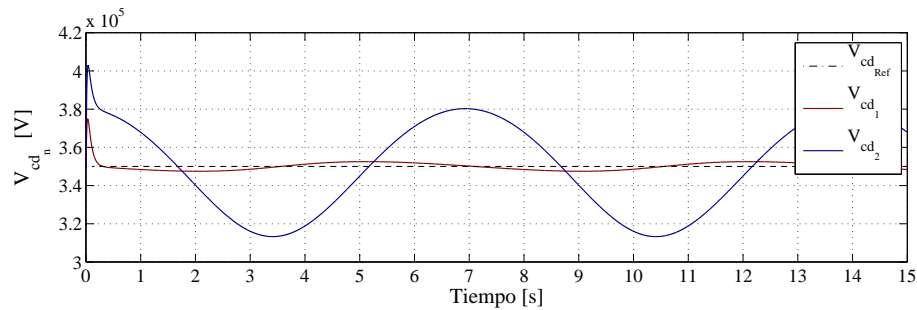
4.2.3.3. Comportamiento de la tensión del bus de CD

En la Figura 4.22 se observa el comportamiento de las tensiones del bus de CD. Donde en la Figura 4.22(a) se aprecia que el controlador regula la tensión en las terminales del VSC₁ permitiendo que las variaciones no sobrepasen el 1.62% de la tensión total.

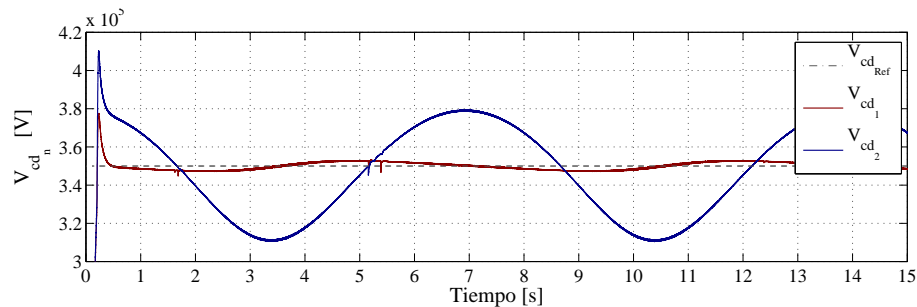
El segundo convertidor presenta variaciones mucho mayores del orden de 39.6kV que es el 11.31%, puesto que su regulación está estrechamente realacionada con la cantidad de potencia que fluye a través del sistema.

Se observa que en los cruces por cero se tienen oscilaciones del orden de 3.3kV, debidas a impulsos en la magnitud del desbalance entre los condensadores de cada convertidor.

Cuando la variación del flujo de potencia con respecto al tiempo es elevada, se presentan componentes armónicas de bajo orden en la tensión de lo buses de CD. Estos armónicos de bajo orden se pueden minimizar a través del acondicionamiento de la amplitud de portadora en la técnica de modulación. Este acondicionamiento consiste en variar la magnitud y nivel de CD de la señales portadoras [?], en el Anexo A se profundiza más sobre esta técnica.



(a) Modelo continuo en $DQ0$; simulación en SIMULINK .



(b) Modelo conmutado en abc ; simulación en PSCAD.

Figura 4.22. Comportamiento de la tensión en el bus de CD durante el seguimiento de una referencia.

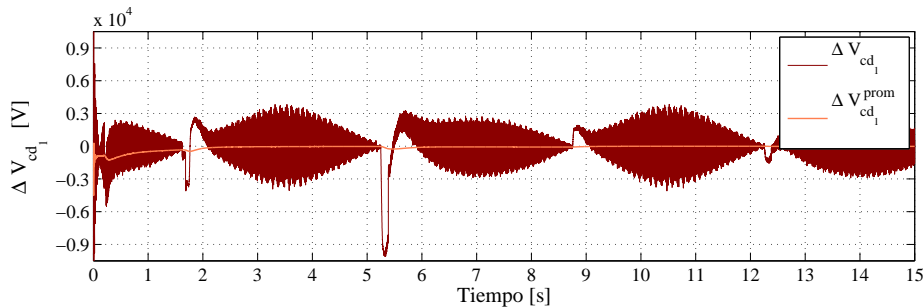
4.2.3.4. Comportamiento del desbalance entre los condensadores

En las Figuras 4.23(a) y 4.23(b) se puede ver el comportamiento del desbalance, donde se observa que la magnitud del desbalance depende de la cantidad de potencia que transfiere el convertidor.

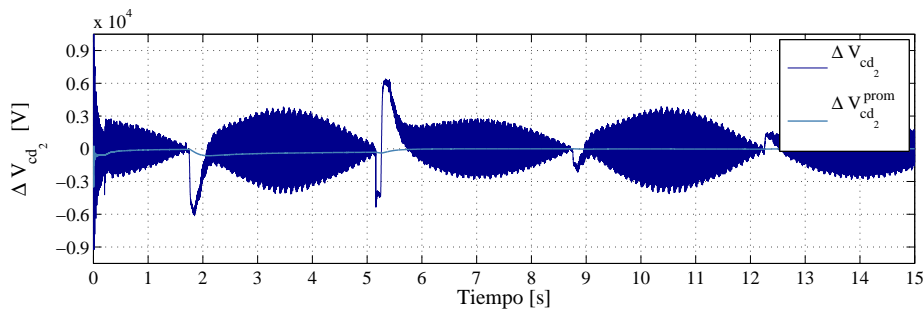
El desbalance del VSC₁ presenta valores acotados alrededor de los 3.8kV y en los transitorios el valor máximo alcanza los 10kV; el comportamiento abrupto en los transitorios se debe en parte al esquema de ganancia programada que varía la ganancia del controlador provocando la presencia de sobretiros más elevados.

El VSC₁ presenta un desbalance con oscilaciones máximas de 6.3kV, mientras que en estado estable, el desbalance está acotado a variaciones del 1%.

Se observan los efectos del ajuste en las ganancias del controlador del desbalance puesto que los tiempos de estabilización están variando desde los 500ms hasta 1s, dependiendo de la dirección del flujo de potencia.



(a) Desbalance del convertidor número 1.



(b) Desbalance del convertidor número 2.

Figura 4.23. Comportamiento del desbalance durante el seguimiento de una referencia; simulación en PSCAD.

4.2.3.5. Comportamiento en las corrientes en $DQ0$

Las corrientes en el marco de referencia $DQ0$ de cada VSC se muestran en la Figura 4.24. Se aprecia que cuando la potencia que se demanda cruza por cero, aparecen oscilaciones con un valor de alrededor de los 2.5kA en la corriente i_1^d y en las otras dos corrientes las oscilaciones son de menor grado, estas oscilaciones se deben a la dinámica del desbalance.

La corriente de la componente cero tiene valores acotados a 350A debido a que el desbalance tiene un valor promedio de 0.2A, lo que evita la introducción de corrientes homopolares con el fin de compensar desbalances.

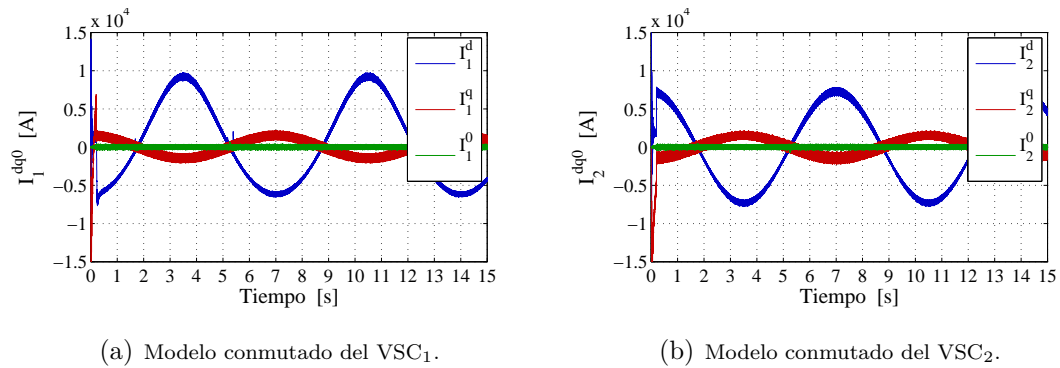


Figura 4.24. Comportamiento de las corrientes en $DQ0$ durante el seguimiento de una referencia.

Conclusiones de las pruebas de comparación

En base a las pruebas de comparación, se valida una vez más que el modelo en $DQ0$ reproduce en buena medida el comportamiento del sistema, aún cuando éste trabaja en lazo cerrado. También, se valida la región de operación extendida que cubre tanto medias potencias como altas potencias.

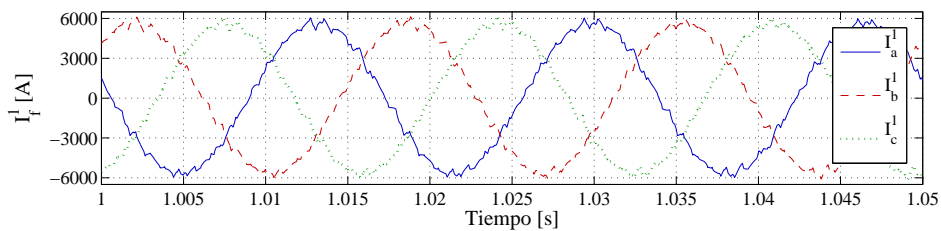
Las leyes de control basada en la técnica de linealización entrada-salida son capaces de controlar al sistema HVDC en un amplio rango de puntos de operación, sin cambios en su estructura o parámetros.

4.3. Análisis de la distorsión armónica

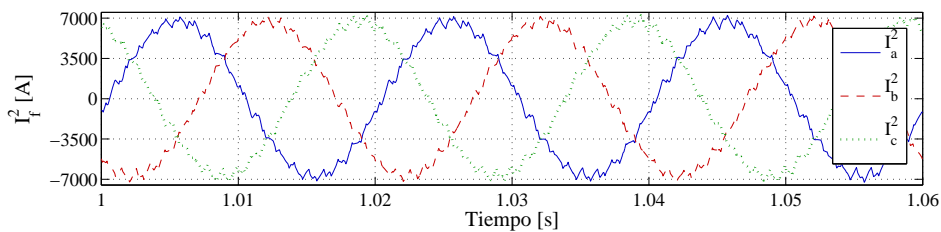
En esta sección se analiza el contenido armónico que tienen las corrientes en cada una de las redes de CA, así como cuales son las componentes armónicas en tensión presentes en las terminales de cada par de condensadores en el bus de CD de cada convertidor.

4.3.1. Corrientes trifásicas

En la Figura 4.25 se observan las tres corrientes de cada uno de los VSC.



(a) Corrientes del VSC₁



(b) Corrientes del VSC₂

Figura 4.25. Corrientes línea-neutro.

En el espectro armónico de las corrientes mostradas en la Figura 4.25, se puede apreciar que poseen el mismo comportamiento espectral, pero presentan una pequeña diferencia entre ellos puesto que en la corriente se inducen armónicos provenientes del otro convertidor correspondientes al 3^a y 19^a componente armónica.

Entonces si se tienen las frecuencias de línea dadas por la Tabla 2.1 y el factor $m_f = 19$ se observa que los armónicos que se introducen corresponden a las componentes armónicas provocados por el proceso de rectificación o de inversión, el segundo armónico aparece debido a las componentes armónicas presentes en la corriente del bus de CD; tal como lo muestra la Figura 2.9.

En la Figura 4.26 se puede ver el espectro armónico asociado a la corriente i_a^1 en valores porcentuales, se observa que se presentan los armónicos característicos alrededor de la frecuencia de conmutación más una componente en 950Hz que corresponde a la frecuencia de conmutación del segundo convertidor. Además una pequeña componente en 150Hz que es producida por el proceso de inversión. Se advierte la presencia de distorsión armónica, la cual tiene un valor aproximado al 3.75%. Este cálculo se realizó considerando únicamente las primeras 50 componentes.

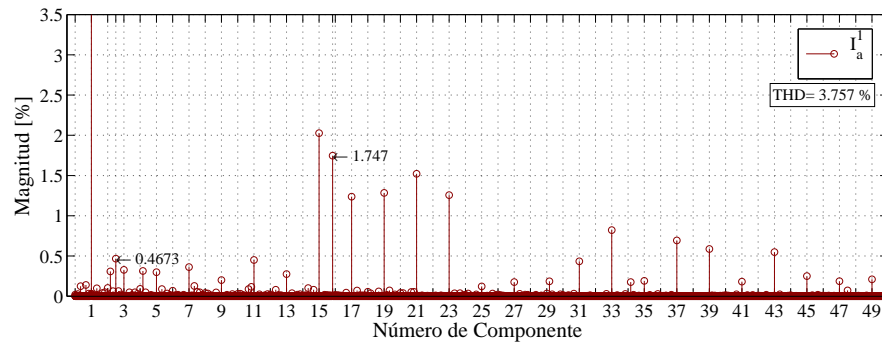


Figura 4.26. Componentes armónicas en corriente de fase a del convertidor 1.

Analizando la Figura 4.27 se observa que tiene un comportamiento similar que la Figura 4.26 en lo referente a la región donde se encuentran ubicadas las componentes armónicas características.

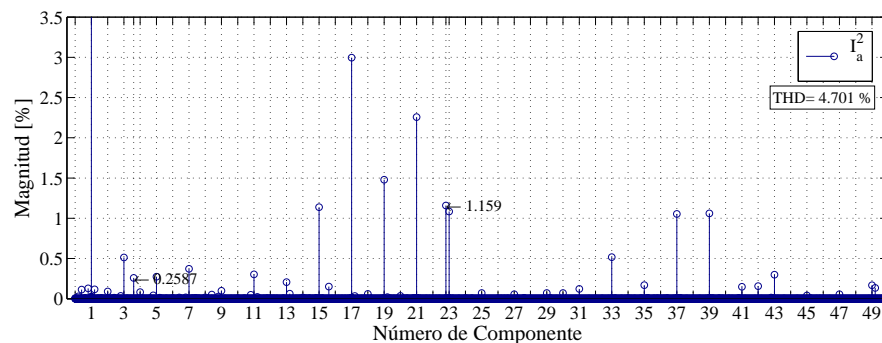


Figura 4.27. Componentes armónicas en corriente de fase a del convertidor 2.

En la Figura 4.26 se presentan las componentes armónicas debidas a la interconexión, en 180Hz y en 1140Hz. Aunque son de magnitud reducida los armónicos de bajo orden son

difíciles de eliminar puesto que están cerca de la frecuencia de línea. El THD para la corriente i_a^2 tomando en cuenta las primeras 50 componentes da un valor de aproximadamente 4.7%

4.3.2. Tensión en el bus de CD

La tensión del bus de CD consta de una componente de directa y además contiene componentes armónicas, aunque de muy bajo orden, todas en conjunto producen un pequeño rizo en el voltaje total. En la Figura 4.28 se observa la tensión del convertidor número uno mientras transmite su potencia nominal dada por la Tabla 2.2. Se observa que se mantiene oscilando alrededor del valor deseado pero presenta una pequeña variación del orden de aproximadamente 860V que corresponde a un 0.25% en magnitud.

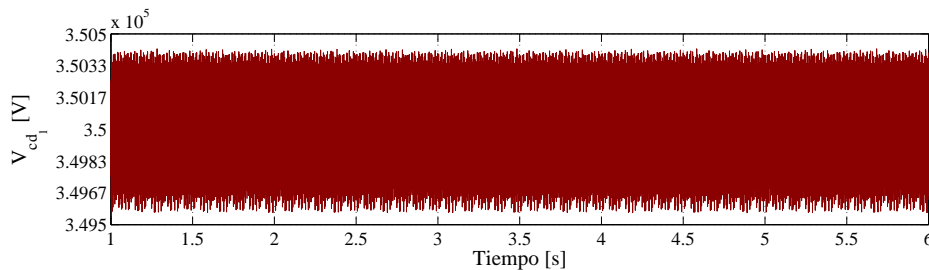


Figura 4.28. Tensión de CD del VSC₁.

Al descomponer la tensión de CD en sus componentes armónicas, se obtiene un espectro tal como lo muestra la Figura 4.29

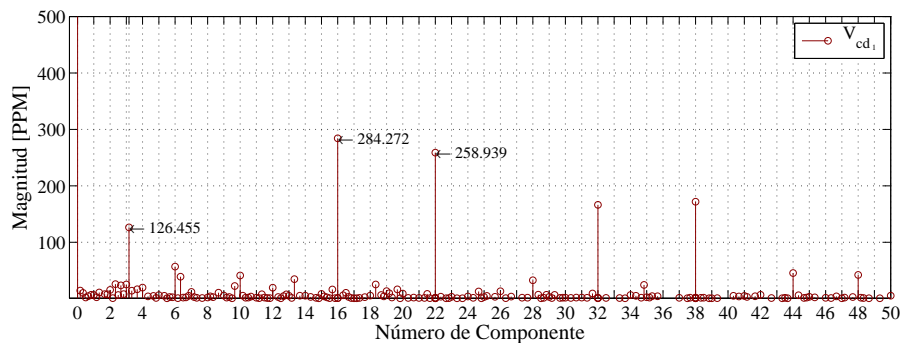


Figura 4.29. Componentes armónicas en tensión del convertidor 1.

En el espectro del bus de CD se puede apreciar una componente en 190Hz que es producida por la interconexión de sistemas con diferente frecuencia de línea, además de los armónicos

característicos provocados por las conmutaciones, los cuales se centran en los múltiplos de 19 y aparecen en bandas laterales.

En la Figura 4.30 se puede apreciar el espectro en frecuencia de la tensión del segundo convertidor. Se observa que posee una componente de mayor magnitud en el armónico número 38, esto porque están presentes en la misma zona componentes armónicas causadas por la conmutación y las componentes asociadas a la interconexión de sistemas con diferentes frecuencias.

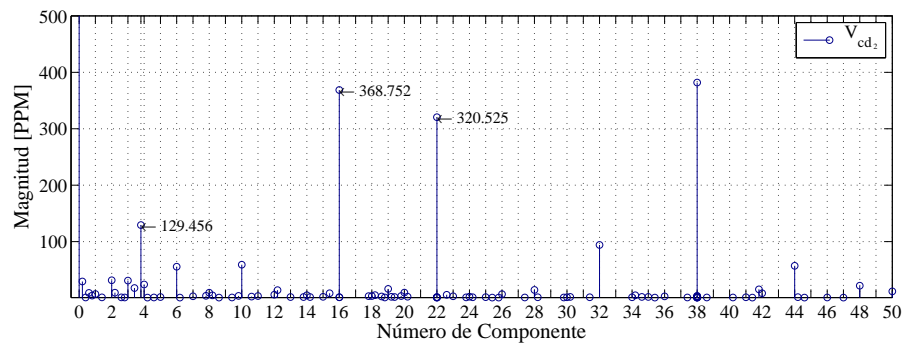


Figura 4.30. Componentes armónicas en tensión del convertidor 2.

4.4. Región de operación en lazo cerrado

En esta sección se analiza cómo se comportan las moduladoras en lazo cerrado al demandar al convertidor diferentes niveles de potencia mientras el F.P. se mantiene igual a 1.

Esta prueba ayuda a corroborar los resultados mostrados por las curvas de la Figura 2.25 en la sección 2.9.2. En la Figura 4.31 se observa el crecimiento escalonado en la demanda de potencia activa y cómo el sistema responde ante esta demanda.

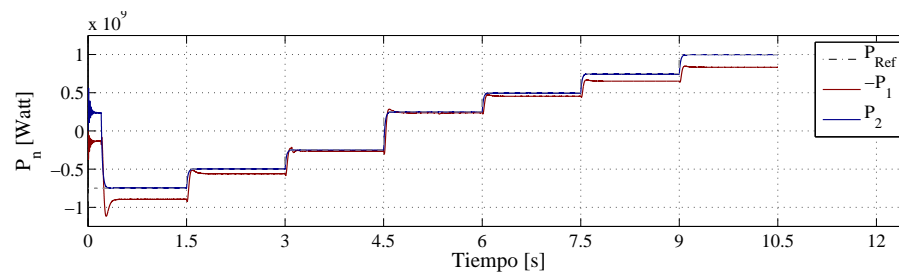
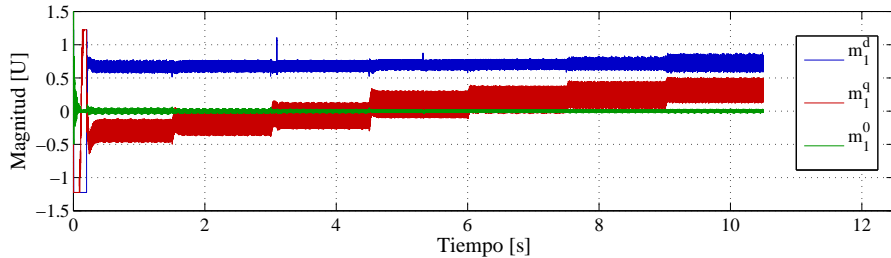
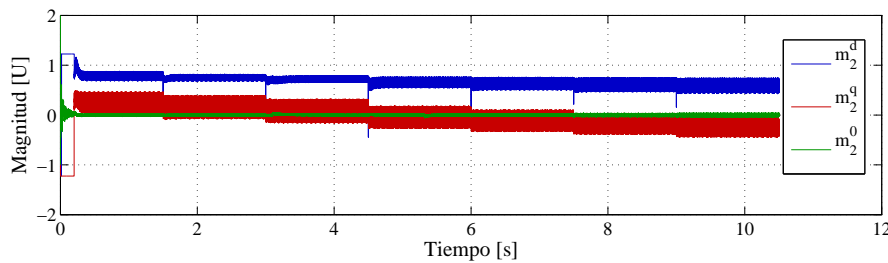


Figura 4.31. Comportamiento de la potencia activa ante una referencia escalonada.

El comportamiento de las moduladoras para lograr una transferencia de potencia escalonada es mostrado por la Figura 4.32, donde se observa como va evolucionando el valor de m_n^d mientras el convertidor suministra más o menos potencia. También el valor de m_n^q varía puesto que debe mantener el F.P. en un valor cercano a la unidad.

(a) Moduladoras del VSC₁(b) Moduladoras del VSC₂**Figura 4.32.** Señales moduladoras en $DQ0$ ante una referencia escalonada.

En la Tabla 4.2 se presentan los valores promedio de las m_n^d cuando el convertidor entrega cierta cantidad de potencia. Cabe mencionar que la potencia que suministra el convertidor está referenciada al VSC₂ puesto que él es el encargado de controlar el flujo de potencia activa entre las redes eléctricas.

Tabla 4.2. Valores de la moduladora m_n^d ante una referencia escalonada.

Atributos		Magnitud de la moduladora del eje de directa	
Duración	Potencia [W]	VSC ₂	VSC ₁
0.0 - 1.5	-0.75×10^{-1}	$7.94303625 \times 10^{-1}$	$6.72595110 \times 10^{-1}$
1.5 - 3.0	-0.50×10^{-1}	$7.58965941 \times 10^{-1}$	$6.83807781 \times 10^{-1}$
3.0 - 4.5	-0.25×10^{-1}	$7.26047952 \times 10^{-1}$	$6.92928964 \times 10^{-1}$
4.5 - 6.0	$+0.25 \times 10^{-1}$	$6.73168513 \times 10^{-1}$	$7.07669782 \times 10^{-1}$
6.0 - 7.5	$+0.50 \times 10^{-1}$	$6.51002375 \times 10^{-1}$	$7.16153521 \times 10^{-1}$
7.5 - 9.0	$+0.75 \times 10^{-1}$	$6.30917411 \times 10^{-1}$	$7.20145757 \times 10^{-1}$
9.0 - 10.5	$+1.00 \times 10^{-1}$	$6.12570808 \times 10^{-1}$	$7.23285722 \times 10^{-1}$

En la Figura 4.33 se puede observar de forma gráfica cómo evolucionan los valores de m_n^d

mientras el convertidor entrega potencia activa. Además, se observa que la trayectoria de los puntos puede ser aproximada por un polinomio de segundo orden, lo que permite estimar la cantidad de potencia que el convertidor es capaz de suministrar antes de que salga de la región lineal.

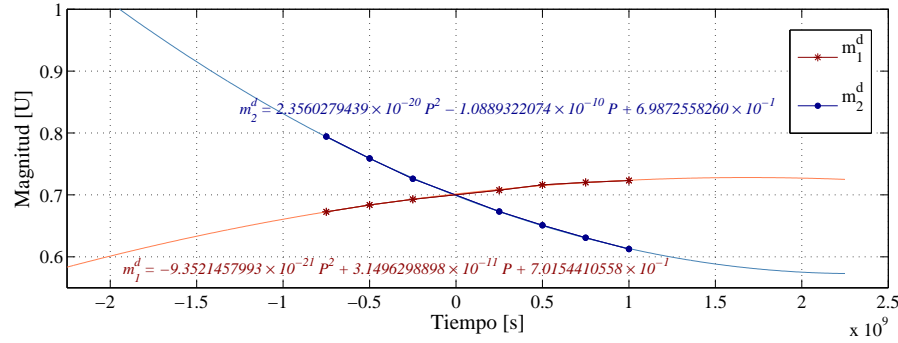


Figura 4.33. Regiones de operación en lazo cerrado.

Los polinomios que aproximan la trayectoria de las moduladoras están dados por las expresiones (4.1).

$$m_1^d = -9.3521457993 \times 10^{-21} P_2^2 + 3.1496298898 \times 10^{-11} P_2 + 7.0154410558 \times 10^{-1} \quad (4.1a)$$

$$m_2^d = 2.3560279439 \times 10^{-20} P_2^2 - 1.0889322074 \times 10^{-10} P_2 + 6.9872558260 \times 10^{-1} \quad (4.1b)$$

Estos polinomios predicen en que punto de potencia el sistema sale de la región lineal, esos niveles máximos de potencia se presentan en la Tabla 4.3. Se observa que el convertidor es capaz de transferir potencias mayores a las mostradas en la Tabla 2.2, sin embargo, la cantidad de energía que el convertidor disipa al transferir tal cantidad de potencia no hace factible llegar hasta esos puntos de operación.

Tabla 4.3. Capacidad en potencia del convertidor en lazo cerrado.

Potencias máximas dentro de la región lineal		
Convertidor	Estimada	Real
VSC ₂	-2.948×10^9	-1.5×10^9
VSC ₁	17.9×10^9	5.5×10^9

Conclusiones y Trabajo Futuro

Conclusiones

Se desarrolló un modelo matemático en *abc* para el convertidor diodos de enclavamiento de tres niveles, el cual funciona con señales de modulación continuas y discretas; esto permite conocer el comportamiento de la tensión de CD, el voltaje y corriente en el punto de conexión, también la corriente y la tensión en el punto medio entre los condensadores. En base a la comparación de este modelo con otros más complejos se verifica que los resultados son similares.

Partiendo del modelo en *abc* se generó un modelo matemático en el marco de referencia *DQ0*, el cual reproduce el comportamiento del modelo trifásico, lo que permitió usar este modelo para analizar el funcionamiento en lazo abierto, estudiar las limitaciones en potencia del convertidor, proponer y desarrollar un esquema de control.

Los modelos matemáticos presentan limitaciones en la reproducción de los resultados del circuito eléctrico de potencia, como el no reproducir en magnitud las trayectorias en instantes transitorios o regulación de las variables en diferentes niveles. Estas diferencias se deben a que existe una variedad de fenómenos no considerados en el modelo, tales como: las pérdidas en los dispositivos semiconductores, los tiempos de encendido de los mismos, caídas de tensión en la secciones de acoplamiento.

En base a los modelos matemáticos se encontraron las regiones de operación del sistema tanto en configuración Back to Back como de forma aislada para cada convertidor. Estas regiones permiten comprobar que el sistema es capaz de funcionar en un punto de operación deseado, el cual puede estar ubicado en una región que permite la transferencia tanto de

media como de alta potencia. Además, las expresiones matemáticas obtenidas para estudiar las regiones de operación del sistema, entregan información previa acerca de la posibilidad de desacoplar las variables del convertidor para que éste alcance un punto de operación deseado.

El modelo eléctrico de la línea de transmisión está compuesto por una resistencia y una inductancia conectadas en serie. Este modelo permite reproducir los fenómenos que producen la mayor cantidad de pérdidas en la línea, lo cual hizo posible conocer el comportamiento de la misma al transferir potencia en el esquema HVDC.

El modelo de la línea denominado impedancia serie puntual, presenta un comportamiento característico representable como filtro de primer orden. Esta aproximación ayuda a limitar las altas frecuencias presentes en el rizo de la línea de CD, minimizando el desbalance en cada VSC. Además, la magnitud de las componentes armónicas es significativamente menor produciendo una reducción en el THD de la corriente de salida.

La impedancia de la línea al interactuar con los elementos de la etapa de CD presentó un comportamiento que puede ser modelado como un filtro de segundo orden, el cual por definición posee una región de resonancia. Se caracterizó la región de resonancia empleando los parámetros del sistema HVDC y se encontró que seis décadas por debajo de la frecuencia de conmutación el sistema presenta resonancia. Aún cuando los parámetros del sistema varían, la región de resonancia se mantiene en frecuencias bajas. Se puede concluir en base a lo anterior que la etapa de CD del sistema no presenta problemas de resonancia bajo los parámetros en los que fue probado; sin embargo, si las características de la red HVDC cambian será necesario reubicar la zona de resonancia.

Se propuso una estrategia de control basada en la técnica de linealización entrada-salida para el modelo $DQ0$. El esquema de control desarrollado fue capaz de desempeñar su función en un amplio rango dentro de la región de operación, donde se incluye la transmisión de media y altas potencias; mostrando superioridad funcional en comparación con algunas otras propuestas de control aplicadas a sistemas HVDC similares.

Respecto a la ley de control para la potencia activa, se puede concluir que es capaz de controlar el flujo de potencia de forma bidireccional con tiempos de respuesta que son del orden de varias decenas de milisegundos. El esquema de control se sometió a varios perfiles de demanda dentro de los cuales se encuentra una señal sinusoidal, el convertidor fue capaz de seguir las trayectorias propuestas.

El lazo de control de la potencia reactiva es independiente para cada uno de los módulos de conversión, esto permite realizar una compensación de potencia reactiva lo que mantiene

el factor de potencia constante ante un amplio rango de variaciones en la potencia activa o en la tensión del bus de CD.

La regulación de la tensión en la línea de transmisión está dada por una ley de control la cual es capaz de mantener regulado el bus de CD ante una variación de hasta el cien por ciento de la potencia demandada.

La ley de control para la regulación del desbalance tiene una dinámica menor en comparación con los demás lazos de control, esto lo mantiene estable ante grandes perturbaciones. Este lazo de control está asistido por un esquema de ganancia programada, el cual en base a la dirección del flujo de potencia amplifica o mantiene la ganancia del compensador.

En el esquema global del controlador los lazos de control están presentes de manera anidada, lo que permite mantener estable el sistema ante grandes cambios de carga o transmisión de cero potencia y variaciones en las señales presentes en las redes de CA.

Aportaciones

Este trabajo de tesis aporta como ideas originales:

- Modelo en *abc* para el convertidor NPC de tres niveles, con las siguientes características:
 - Estructura sencilla, que incluye corrientes, voltajes y desbalances del convertidor.
 - El modelo se separa en dos secciones para facilitar la obtención de la región promedio.
 - El modelo es válido tanto para rectificación como para inversión.
 - Las corrientes del punto neutro son consideradas.
 - Las funciones de conmutación son sencillas.
 - Modelo matemático considera la impedancia de la línea de transmisión.
 - Obtención de las zonas de resonancia del convertidor.
 - Implementación de la técnica control por linealización entrada-salida.
 - Propuesta de un esquema de control bajo el concepto de ganancia programada para mitigar el desbalance en los buses de CD.
-

Trabajo futuro

En base a este estudio de tesis y a los resultados obtenidos se deriva nuevas interrogantes o continuaciones del mismo trabajo, las cuales se proponen a continuación.

- Extender el modelo matemático para considerar un mayor número de niveles, sin dejar de lado los efectos de la línea de transmisión.
 - Extender el estudio de la línea de transmisión a modelos más complejos como el de cargas derivativas o que consideren parámetros como la capacitancia en derivación.
 - Estudiar las capacidades del convertidor al trabajar con redes desbalanceadas o con fallas incipientes.
 - Realizar un estudio de robustez del sistema completo con el fin de determinar cual es la susceptibilidad a la variación paramétrica o a la variación de las señales sensadas.
 - Desarrollar una plataforma experimental para la implementación de los algoritmos de control.
 - Diseñar de una red de transmisión experimental en valores por unidad.
 - Extender las funciones del sistema VSC-HVDC como:
 - Acondicionador unificado para la calidad de la energía o UPQC (Unified Power Quality Conditioner).
 - Como etapa en sistemas distribuidos para generación eólica.
-

Anexos

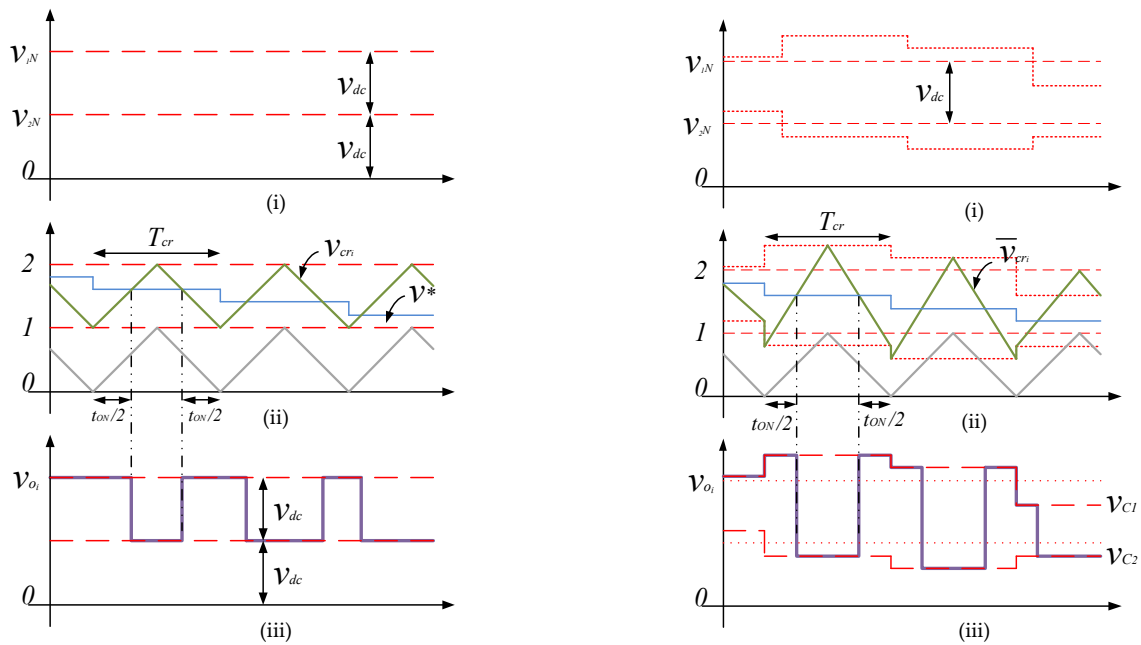
Acondicionamiento de Portadora para la Reducción de Armónicos de Bajo Orden

Los sistemas HVDC interconectan redes en CA las cuales alimentan una gran variedad de cargas, estas pueden inducir comportamientos como variaciones en los niveles de voltajes o corrientes. Si ese tipo de redes con alta distorsión se conectan al sistema HVDC, provocan la aparición de armónicos de bajo orden en el bus de CD los cuales de forma natural se introducen en las redes que interconecta. Por su cercanía con la frecuencia de línea estos armónicos son difíciles de eliminar mediante métodos tradicionales, como el filtrado por elementos pasivos. Es por eso que en esta sección se muestra una forma sencilla de reducir la magnitud de esos armónicos de bajo orden.

En [?] se menciona que se pueden eliminar estos armónicos de bajo orden si se hace una consideración en la técnica de modulación original. En las técnicas originales, se menciona que por definición el nivel de tensión del bus es constante y equilibrado entre los diferentes niveles, como lo muestra la Figura A.1(a). Esta consideración, que para efectos reales no es del todo verdadera, permite que armónicos de bajo orden aparezcan en el bus de CD.

La Figura A.1(b) muestra la propuesta de [?], donde se observa de forma gráfica como se lleva a cabo la modificación de las señales portadoras considerando que los niveles de tensión en los condensadores están variando a lo largo del tiempo, estas variaciones son provocadas por modificaciones en la carga o a condiciones desbalanceadas en las redes de CA.

La señal moduladora es una señal, básicamente, sinusoidal que lleva la información del controlador para que el convertidor realice las tareas de manera adecuada. En cambio, las señales portadoras en el esquema tradicional no cambian a lo largo del funcionamiento del sistema; aquí es donde el nuevo enfoque es introducido. Las nuevas señales portadoras se muestran en la segunda imagen de la Figura A.1(b), las cuales se construyen partiendo de la señal triangular original, pero son modificadas tomando en cuenta el nivel de tensión que



(a) Modulación PD-SPWM considerando la tensión del bus de CD ideal.

(b) Modulación PD-SPWM considerando la tensión del bus de CD real.

Figura A.1. Comparación entre las técnicas de modulación.

poseen los condensadores. La señal PWM de esta técnica, se muestra en la tercer imagen de la Figura A.1(b), tiene una duración diferente a la original y además posee varios niveles de magnitud, ambas diferencias son consecuencia de tomar en cuenta los niveles de tensión reales.

En el diagrama de la Figura A.2 se observa como se construye la señal portadora. Primero se normaliza la tensión de cada uno de los condensadores con respecto a la tensión total del bus de CD; enseguida, se obtiene la diferencia entre las tensiones normalizadas, lo que proporciona un factor que indica cuanto debe aumentar o disminuir la magnitud de la moduladora y por tal razón se multiplica el complemento de esa diferencia por la señal portadora original, además de modificar la magnitud de la señal portadora, es necesario modificar el desplazamiento vertical; eso se logra de la siguiente manera, se toma la tensión normalizada del segundo condensador y se compara contra el nivel de desplazamiento que idealmente debería tener, esa diferencia se añade a la la señal triangular modificada en magnitud para finalmente obtener la señal portadora que permite reducir las componentes armónicas de bajo orden.

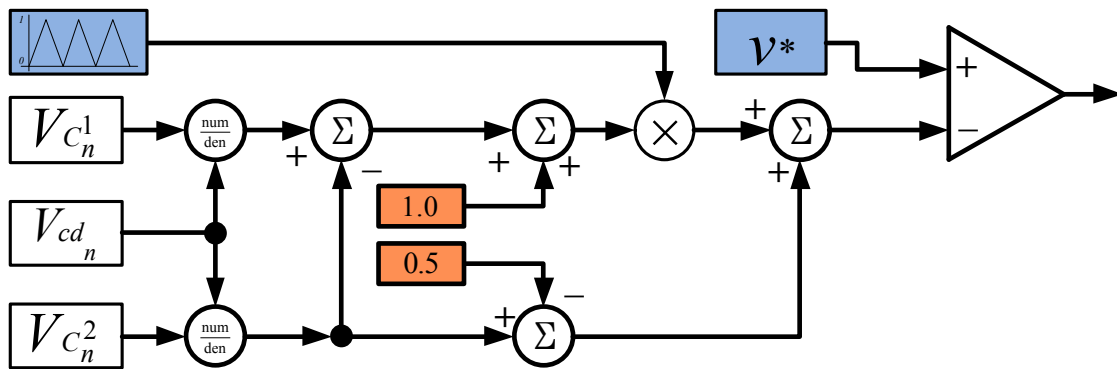


Figura A.2. Diagrama de modulación con ajuste por variaciones en la tensión de CD.

Simulación del Circuito Eléctrico de Potencia

La simulación del circuito eléctrico de potencia se desarrolla en el software PSCAD® en este anexo se muestran a detalle los circuitos y algoritmos que permiten simular al sistema VSC-HVDC en lazo cerrado.

B.1. Esquema general

El circuito eléctrico del sistema de transmisión VSC-HVDC basado en la topología diodos de enclavamiento se muestra en la Figura B.1.

El sistema completo consta de varias secciones, las cuales están representadas en forma de bloques para facilitar el ensamble y exhibición, tal como se mencionan a continuación.

- Redes de CA.
- Secciones de acoplamiento.
- Convertidor diodos de enclavamiento de tres niveles.
- Bus de CD y modelo de la línea de transmisión.
- Generador de la señales PWM.
- Transformada de *Park*.
- Algoritmos de control.

En estas imágenes se omiten las etapas donde se despliegan los datos y además el contenido de cada bloque se muestra en forma simplificada.

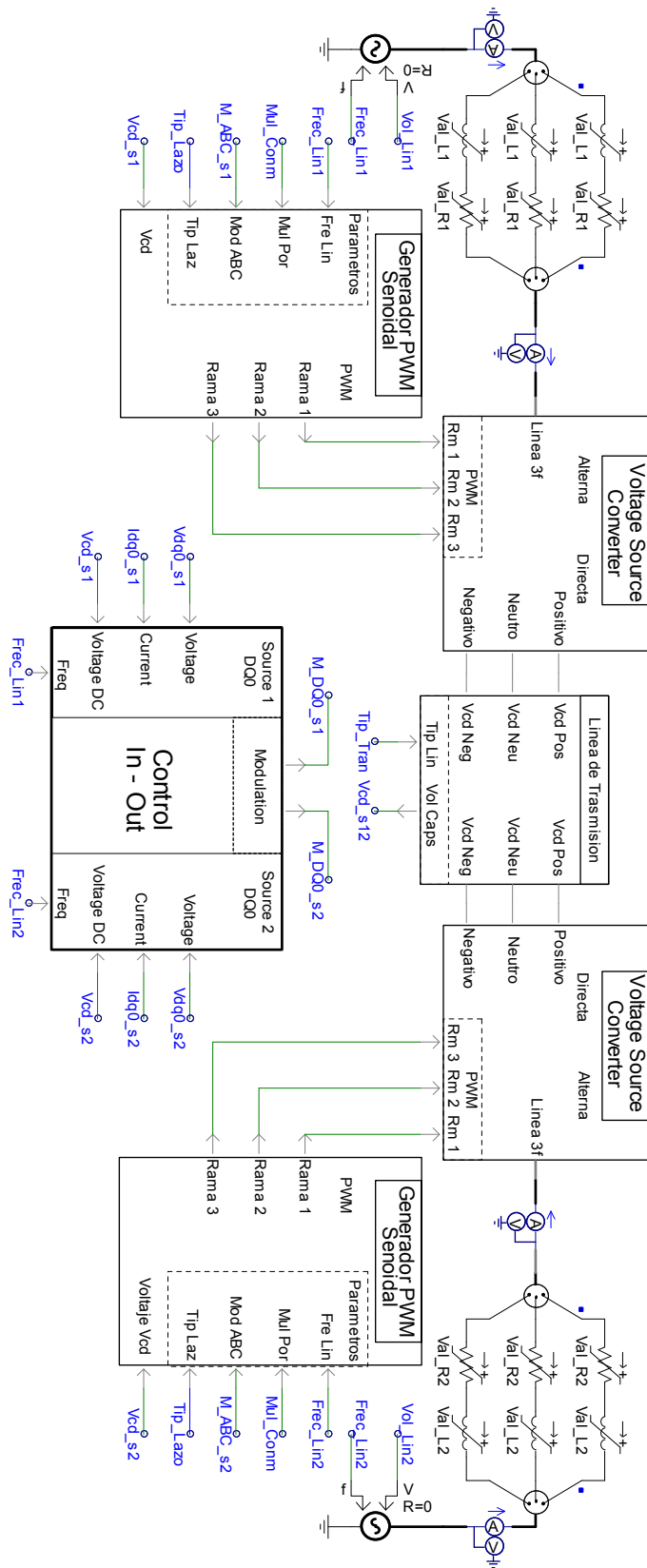


Figura B.1. Esquema general de las simulación del circuito eléctrico de potencia.

B.2. Convertidor NPC

Los convertidores fuente de voltaje son representados por un bloque como el que muestra la Figura B.2; el bloque tiene como entrada la línea trifásica, así como las señales de modulación y en la salida se tienen los nodos del bus de CD más la conexión del punto neutro.

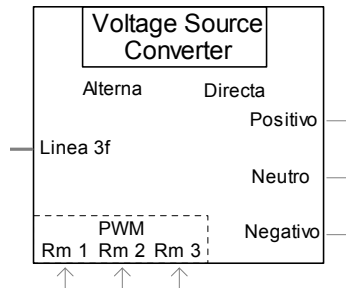


Figura B.2. Bloque del convertidor de potencia.

En la Figura B.3 se muestra el interior de este bloque. En el mismo se muestra la forma en que las señales moduladoras entran al bloque y que están compuestas por dos señales individuales una que es el patrón PWM y la segunda que es una señal de referencia.

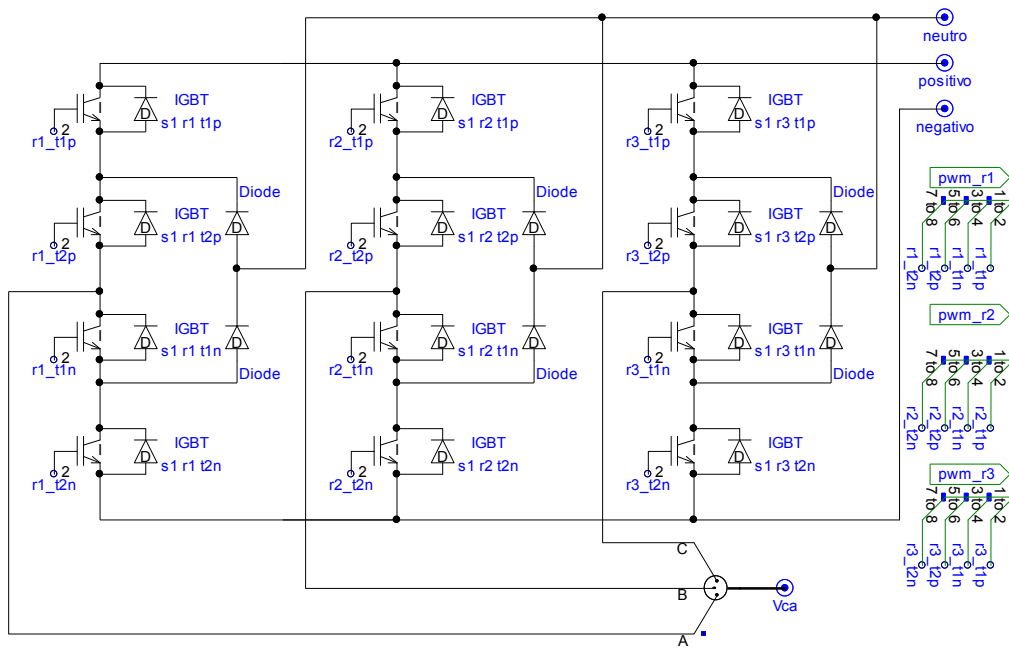


Figura B.3. Esquema del circuito del NPC-VSC.

B.3. Bus de CD y línea de transmisión

La Figura B.4 muestra el bloque correspondiente al bus de CD en donde están los condensadores de cada VSC así como la impedancia serie que modela el comportamiento de la línea de transmisión.

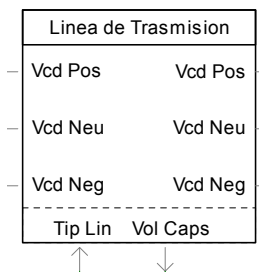


Figura B.4. Bloque del bus de CD.

Este bloque contiene otros componentes como los sensores de voltaje y un interruptor de potencia que permite conectar o desconectar la inductancia serie, con la finalidad de probar en la misma simulación los efectos de la misma.

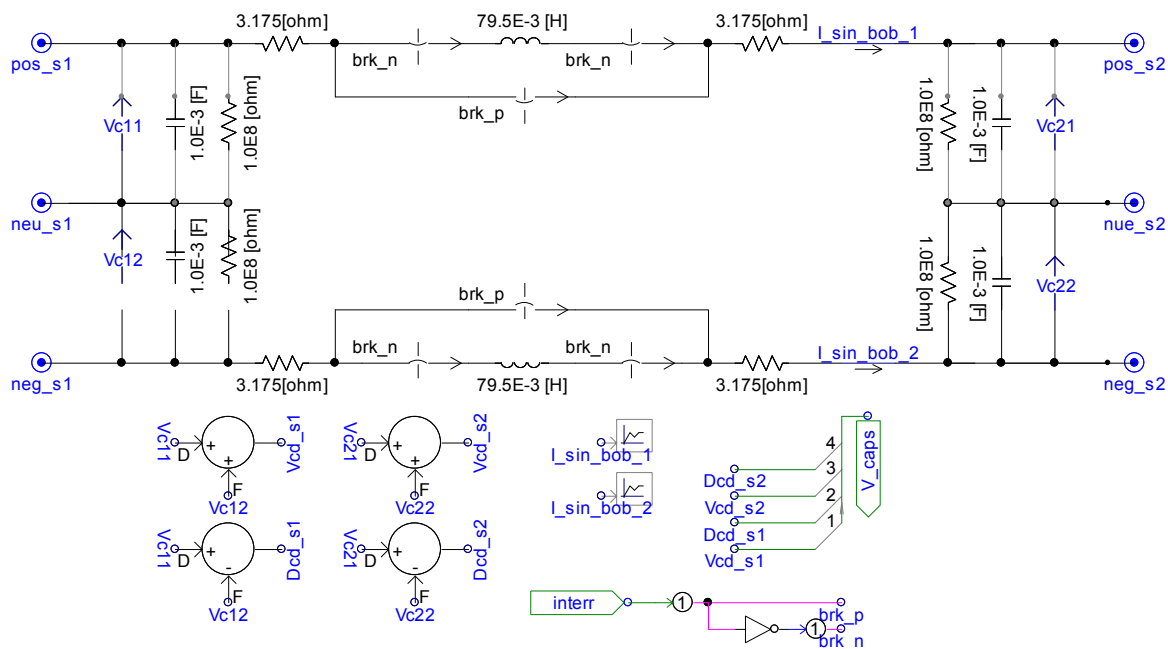


Figura B.5. Esquema del circuito de la etapa de CD y línea de transmisión.

B.4. Generador de las señales PWM

En el sistema VSC-HVDC existen dos sistemas que generan las señales de PWM, es por eso que se crea un bloque modular que puede ser utilizado para ambos VSC. La Figura B.6 muestra el bloque que lleva a cabo esta tarea.

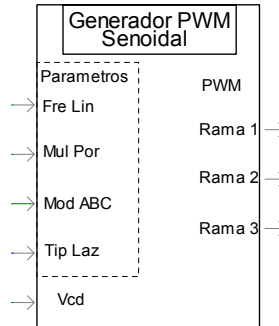


Figura B.6. Bloque del generador PWM.

El bloque de modulación está compuesto por dos subcircuitos; uno que lleva a cabo la comparación portadora-moduladora y el segundo que acondiciona la señal portadora para disminuir las componentes armónicas de bajo orden. Primeramente en la Figura B.7 se presenta el diagrama monofásico del comparador de señales.

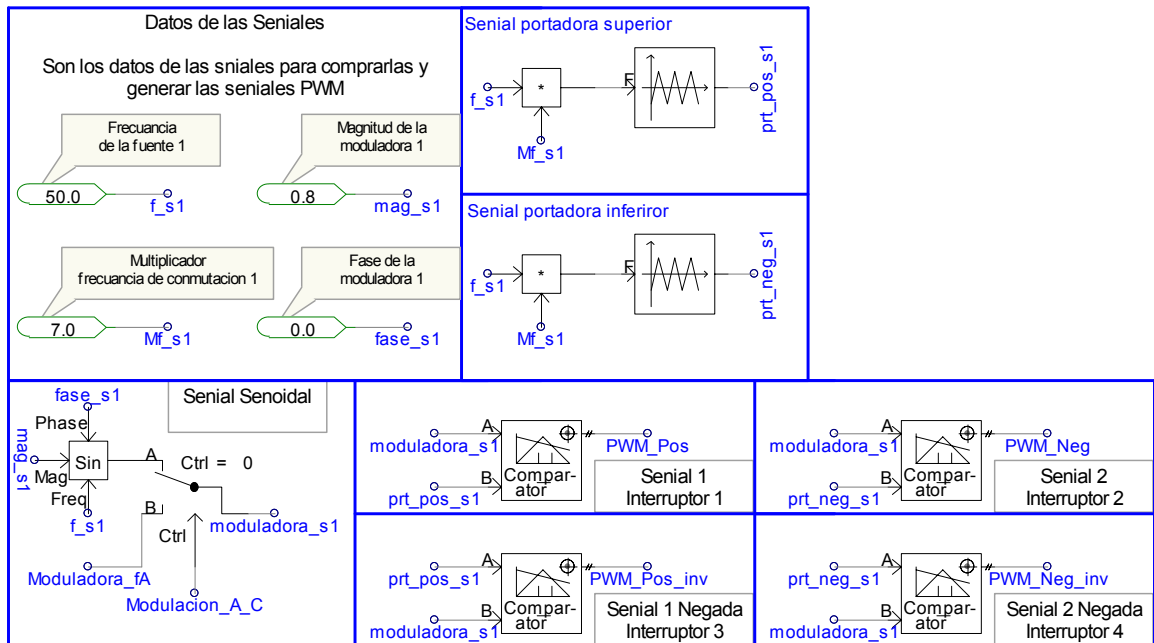


Figura B.7. Esquema del circuito comparador de señales.

La Figura B.8 muestra el diagrama para el acondicionamiento de las de señales portadoras.

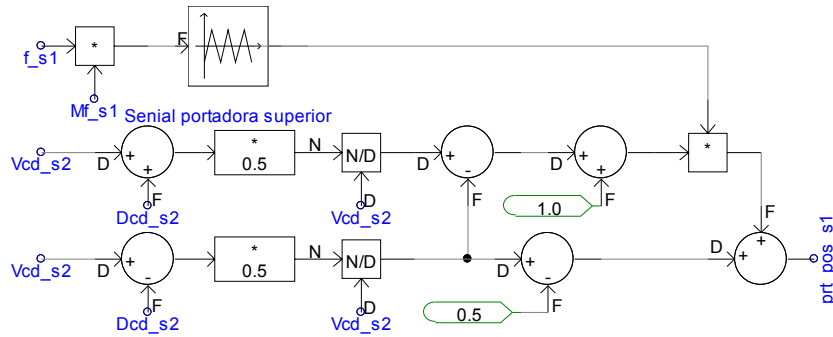


Figura B.8. Esquema del circuito acondicionador de portadora.

B.5. Transformada de *Park*

La transformación de *Park* comprende tanto la transformada de *abc* a *DQ0* como la transformación inversa. Los bloques para ambas transformaciones se muestran en la Figura B.9 y en la Figura B.10.

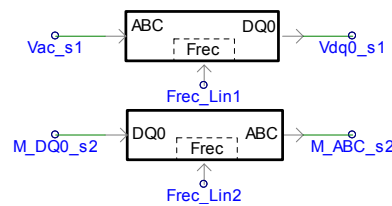


Figura B.9. Bloque de la transformada de *Park*.

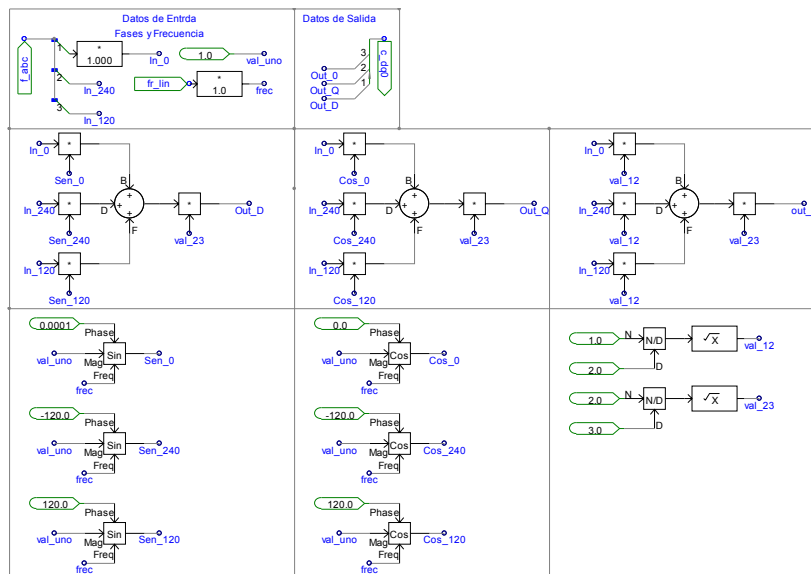


Figura B.10. Esquema de la transformada de *abc* a *DQ0*.

B.6. Algoritmos de control

En el bloque mostrado en la Figura B.11 se encuentran las ecuaciones de linealización, los compensadores en lazo cerrado, la asignación de las ganancias de sintonización y el esquema de ganancia programada para el control del desbalance.

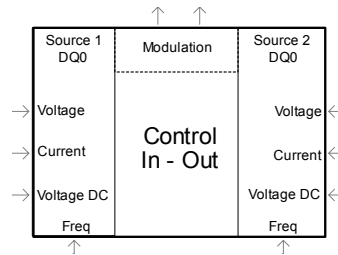


Figura B.11. Bloque de control.

En este bloque de control se introducen las variables en $DQ0$ de las redes eléctricas, así como los niveles de tensión y desbalance del bus de CD; para obtener como salidas las señales moduladoras en $DQ0$.

B.6.1. Controlador de las potencias

En el bloque de control se encuentran los controladores del flujo de potencia los cuales se encargan de calcular cuál es la corriente necesaria para que el convertidor sea capaz de suministrar cierta cantidad de potencia. El esquema de la Figura B.12 muestra el controlador para la potencia reactiva. Para controlar el flujo de potencia activa se utiliza este mismo diagrama solo cambiando la señal de referencia.

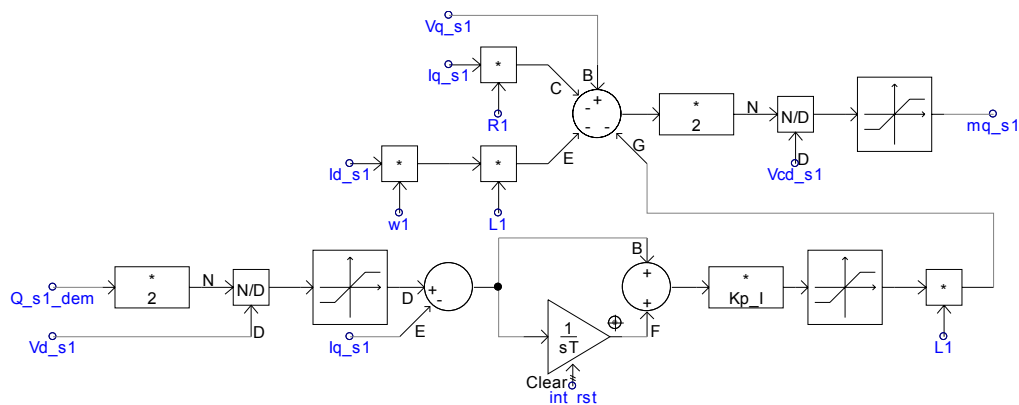


Figura B.12. Esquema del controlador del flujo de potencia.

B.6.2. Controlador de la tensión de CD

El controlador que mantiene regulada la tensión de CD está dividido en tres secciones: la primera realiza la compensación del error de tensión, la segunda calcula la corriente i^d para mantener regulada la tensión y por último la sección que incluye al compensador de la corriente y la ecuación de linealización.

En la Figura B.13 se muestra el compensador del error en tensión.

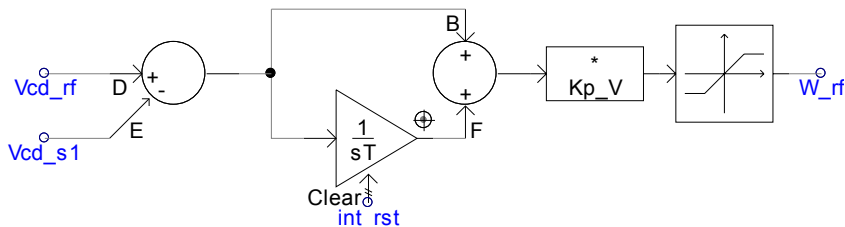


Figura B.13. Esquema del compensador de tensión en CD.

El algoritmo para el cálculo de la i_n^d consiste en resolver una ecuación cuadrática se muestra en la Figura B.14.

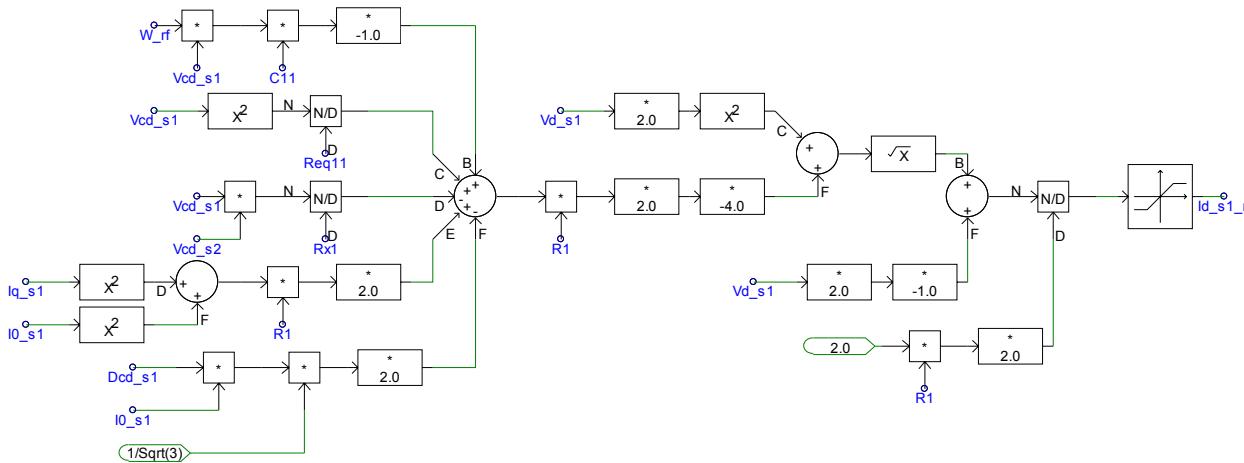


Figura B.14. Esquema para el cálculo de corriente D .

Por último, en la Figura B.15 se muestra el diagrama de control para la corriente i^d .

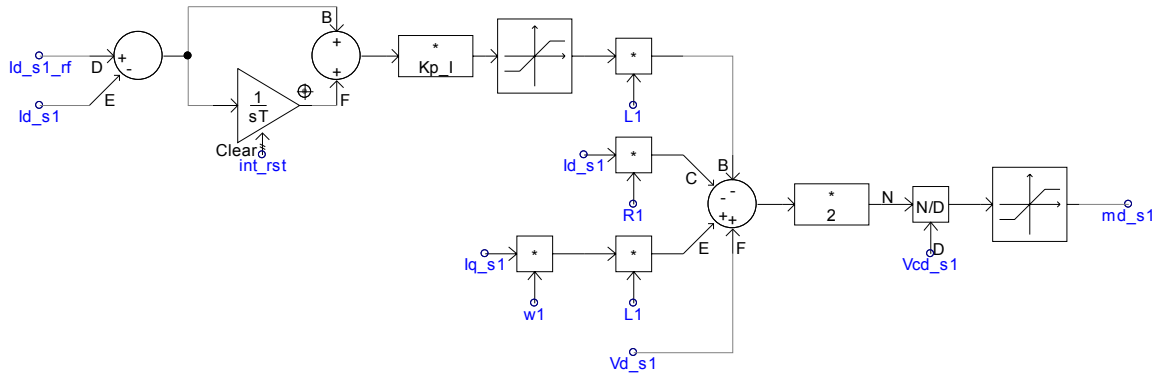


Figura B.15. Esquema para la compensación de corriente D .

B.6.3. Controlador de desbalance

El controlador del desbalance está formado por un compensador PI y la ecuación de linealización, tal como lo muestra la Figura B.16.

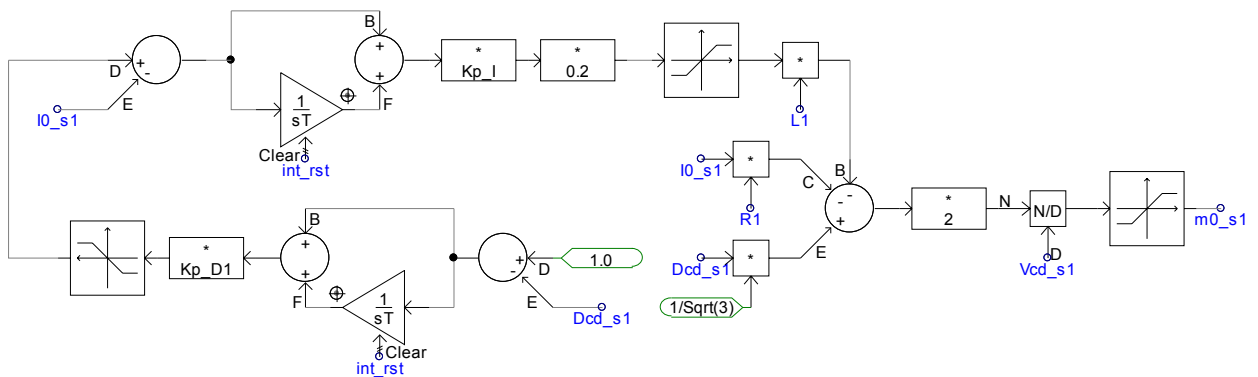


Figura B.16. Esquema de control del desbalance.

Este compensador es auxiliado por el esquema de la Figura B.17, el cual define cual es la ganancia proporcional de sintonización.

B.6.4. Valores de sintonización

Los valores de sintonización son constantes para la mayoría de los compensadores PI. Sin embargo, para los compensadores de desbalance se requiere de una sección de conmutación que permita actuar a la ganancia programada. La Figura B.18 muestra a detalle el cómo se hace la asignación de valores.

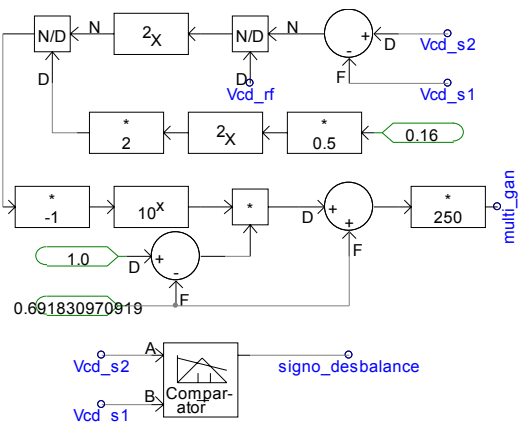


Figura B.17. Esquema de ganancia programa para el ajuste de las constantes del compenzador de desbalance.

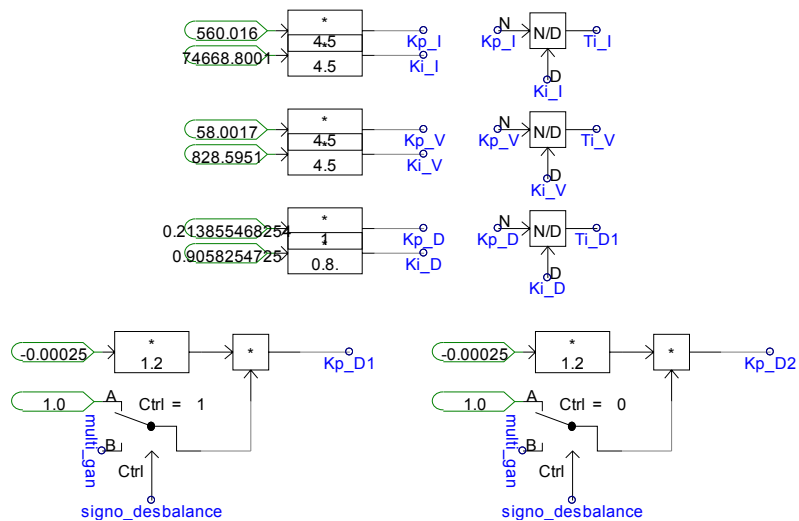


Figura B.18. Esquema de asignación de constantes de sintonización.

Transformada de Park

C.1. Transformada $DQ0$

La transformada $DQ0$ se originó a partir de la transformada de *Park*, que se utiliza en el estudio las máquinas eléctricas; pero no fue hasta que Ferrero y Superti-furga generalizaran la teoría y la basaran en definiciones de potencia, el marco de referencia $DQ0$ fue útil para el estudio de problemas en sistemas trifásicos [?, ?, ?].

La principal característica de este marco de referencia es que transforma la componente fundamental de una señal variante en el tiempo en una señal de CD, lo que facilita las tareas de control puesto que los problemas de seguimiento se convierten en tareas de regulación [?]. Aunque dicha transformación está basada en una sola frecuencia no excluye la posibilidad de estudiar sistemas bajo un amplio rango de condiciones de operación como asimetrías, desbalances y distorsión armónica [?].

La matriz de transformación $DQ0$ está definida de la siguiente manera:

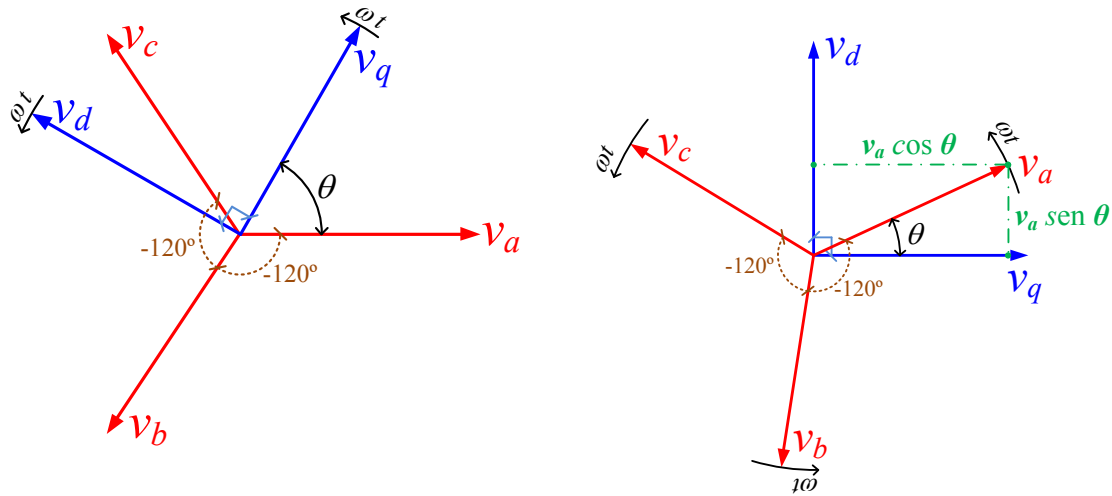
$$\mathbf{K} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta) & \text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{cos}(\theta) & \text{cos}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{cos}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{C.1})$$

Donde: $\theta = \omega t$ es la velocidad angular del marco $DQ0$.

C.1.1. Componentes de directa y cuadratura

Las componentes directa y de cuadratura corresponden a D y Q respectivamente. En la Figura C.1(a) se muestra cómo están relacionados los marcos de referencia abc y DQ , se observa que el marco de referencia DQ gira a una velocidad radial θ en rad/seg .

La matriz de transformación (C.1) se obtiene al proyectar los vectores v_a , v_b y v_c sobre los ejes ortogonales rotativos v_d y v_q .



(a) Representación vectorial equivalente del marco de referencia DQ sobre abc .

(b) Representación vectorial equivalente del marco de referencia abc sobre DQ .

Figura C.1. Representación vectorial de los marcos de referencia y su correlación.

La tarea de proyectar los vectores en abc sobre los ejes rotativos DQ es complicada. Pero es posible simplificar la proyección si se considera que los ejes D y Q están estáticos y que los ejes a, b y c son los que giran con una velocidad ωt , como lo muestra la Figura C.1(b).

En base a la Figura C.1(b), se obtienen las proyecciones de v_a , v_b y v_c sobre los ejes DQ . Para el vector v_a estas proyecciones son iguales a:

$$v_d^a = v_a \cdot \text{sen}(\theta) \quad (\text{C.2a})$$

$$v_q^a = v_a \cdot \text{cos}(\theta) \quad (\text{C.2b})$$

De la misma forma, se obtienen las componentes de los vectores restantes. Las ecuaciones (C.3) y (C.4) muestran las componentes de los vectores v_b y v_c .

$$v_d^b = -v_b \cdot \text{sen}(\theta + 60^\circ) = v_b \cdot \text{sen}(\theta - 120^\circ) \quad (\text{C.3a})$$

$$v_q^b = -v_b \cdot \text{cos}(\theta + 60^\circ) = v_b \cdot \text{cos}(\theta - 120^\circ) \quad (\text{C.3b})$$

$$v_d^c = v_c \cdot \sen(60^\circ + \theta) = v_c \cdot \sen(\theta + 120^\circ) \quad (\text{C.4a})$$

$$v_q^c = -v_c \cdot \cos(60^\circ + \theta) = v_c \cdot \cos(\theta + 120^\circ) \quad (\text{C.4b})$$

Dado que las componentes D y Q están dadas por la suma de las proyecciones de cada uno de los vectores en abc , entonces v_d y v_q se definen como:

$$v_d = v_a \cdot \sen(\theta) + v_b \cdot \sen(\theta - 120^\circ) + v_c \cdot \sen(\theta + 120^\circ) \quad (\text{C.5a})$$

$$v_q = v_a \cdot \cos(\theta) + v_b \cdot \cos(\theta - 120^\circ) + v_c \cdot \cos(\theta + 120^\circ) \quad (\text{C.5b})$$

C.1.2. Componente cero

Con la componente cero es posible tomar en cuenta los desbalances y la componente de secuencia cero. La componente cero se presenta en sistemas trifásicos con neutro, esto quiere decir que 4 hilos enlazan la etapa de generación con la de disipación, tal como lo muestra la Figura C.2.

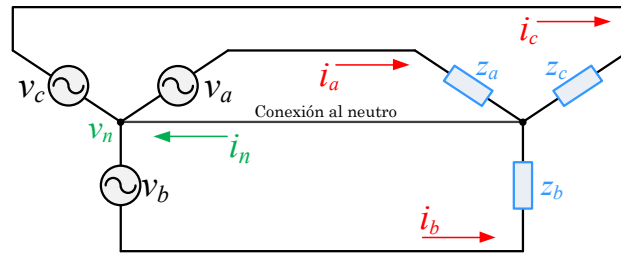


Figura C.2. Circuito trifásico con conexión en estrella.

Entonces en base a la Figura C.2 se puede definir a i_n como (C.6). Pero cuando el sistema posee condiciones balanceadas la i_n tiene un valor de 0.

$$i_n = i_a + i_b + i_c = 0 \quad (\text{C.6})$$

En [?] se definen las componentes de secuencia cero tanto para voltajes como para corrientes de la siguiente forma:

$$\kappa_0 = \frac{1}{\sqrt{3}} (\kappa_a + \kappa_b + \kappa_c) \mid \kappa = v \vee i \quad (\text{C.7})$$

y de la misma manera que en abc , al no existir desbalance la componente 0 tiene un valor nulo.

C.1.3. Normalización de la transformada $DQ0$

Las expresiones que permiten realizar la transformación de abc a $DQ0$ están dadas por las ecuaciones (C.5) y (C.7). Al acomodar este conjunto de expresiones se obtiene.

$$v_d = v_a \cdot \sin(\theta) + v_b \cdot \sin(\theta - 120^\circ) + v_c \cdot \sin(\theta + 120^\circ) \quad (\text{C.8a})$$

$$v_q = v_a \cdot \cos(\theta) + v_b \cdot \cos(\theta - 120^\circ) + v_c \cdot \cos(\theta + 120^\circ) \quad (\text{C.8b})$$

$$v_0 = \frac{1}{\sqrt{3}} (v_a + v_b + v_c) \quad (\text{C.8c})$$

En (C.9) se observan las expresiones de (C.8) en forma matricial.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \sin(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{C.9})$$

El normalizar una función, tiene como objetivo principal que la transformación no altere la magnitud de los vectores finales. Por tal motivo se divide cada una de las componentes DQ entre su norma.

La ecuación (C.10) define la ρ -norma según lo reportado en [?]

$$\|\cdot\|^\rho = d_\rho(x) = \left[\sum_{i=1}^{\infty} |x_i|^\rho \right]^{\frac{1}{\rho}} \quad (\text{C.10})$$

Al dividir el vector v_d entre la norma 2 de él mismo se obtiene la expresión.

$$\begin{aligned} \frac{v_d}{\|v_d\|^2} &= \frac{v_a \cdot \sin(\theta) + v_b \cdot \sin(\theta - 120^\circ) + v_c \cdot \sin(\theta + 120^\circ)}{[\sin^2 \theta + \sin^2(\theta - 120^\circ) + \sin^2(\theta + 120^\circ)]^{\frac{1}{2}}} \\ &= \frac{v_a \cdot \sin(\theta) + v_b \cdot \sin(\theta - 120^\circ) + v_c \cdot \sin(\theta + 120^\circ)}{\sqrt{\frac{3}{2} \sin^2(\theta) + \frac{3}{2} \cos^2(\theta)}} \end{aligned}$$

$$\frac{v_d}{\|v_d\|^2} = \frac{v_a \cdot \sin(\theta) + v_b \cdot \sin(\theta - 120^\circ) + v_c \cdot \sin(\theta + 120^\circ)}{\sqrt{\frac{3}{2}}} \quad (\text{C.11})$$

El mismo procedimiento se aplica sobre v_q y se obtiene un resultado similar, tal como lo muestra la expresión (C.12).

$$\begin{aligned} \frac{v_q}{\|v_q\|^2} &= \frac{v_a \cdot \cos(\theta) + v_b \cdot \cos(\theta - 120^\circ) + v_c \cdot \cos(\theta + 120^\circ)}{[\cos^2 \theta + \cos^2(\theta - 120^\circ) + \cos^2(\theta + 120^\circ)]^{\frac{1}{2}}} \\ &= \frac{v_a \cdot \cos(\theta) + v_b \cdot \cos(\theta - 120^\circ) + v_c \cdot \cos(\theta + 120^\circ)}{\sqrt{\frac{3}{2} \cos^2(\theta) + \frac{3}{2} \sin^2(\theta)}} \\ \frac{v_q}{\|v_q\|^2} &= \frac{v_a \cdot \cos(\theta) + v_b \cdot \cos(\theta - 120^\circ) + v_c \cdot \cos(\theta + 120^\circ)}{\sqrt{\frac{3}{2}}} \end{aligned} \quad (\text{C.12})$$

En la ecuación (C.13) se reescriben las ecuaciones (C.7), (C.11) y (C.12) de forma vectorial; factorizando los términos semejantes entre ellas. Esta ecuación es idéntica a la ecuación (C.1) con la diferencia que la ecuación (C.13) está en términos de grados sexagesimales y no en radianes.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \sin(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{C.13})$$

Teoría básica de la linealización entrada-salida

A continuación se muestran las bases de la linealización entrada-salida tanto para sistemas SISO (Single Input Single Output) como para sistemas MIMO (Multiple Input Multiple Output).

D.1. Sistemas SISO

Si se parte de un sistema con una sola entrada y una sola salida, representado de forma general como [?]:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{D.1}$$

En el cual x es el vector de estados, u es la entrada de control, y es la salida del sistema, f y g son campos vectoriales y h es una función escalar. La linealización entrada-salida se basa en derivar la salida el número de veces necesario para que la entrada de control aparezca.

En la ecuación (D.2) se observa el resultado de derivar la salida con respecto a los estados del sistema.

$$\dot{y} = \frac{\partial h(x)}{\partial x} \dot{x} = L_f h(x) + L_g h(x) u \tag{D.2}$$

Donde: $L_f h(x)$ y $L_g h(x)$ son las derivadas de *Lie* definidas de la siguiente manera.

$$\begin{aligned} L_f h(x) &= \frac{\partial h(x)}{\partial x} f(x) \\ L_g h(x) &= \frac{\partial h(x)}{\partial x} g(x) \end{aligned} \tag{D.3}$$

Si $L_g h(x) \neq 0$ para toda x se dice que el sistema es de grado uno, ya que fue necesario derivar la salida solo una vez para que la entrada de control apareciera. Si $L_g h(x) = 0$ es

necesario derivar la salida del sistema una vez más.

$$\ddot{y} = L_f^2 h(x) + L_g L_f h(x) u \quad (\text{D.4})$$

Si una vez más $L_g L_f h(x) = 0$, se evalúa nuevamente la diferencial hasta obtener un entero $L_g L_f^{\rho-1} h(x) \neq 0$; donde ρ es el grado relativo del sistema.

$$y^{[\rho]} = L_f^\rho h(x) + L_g L_f^{\rho-1} h(x) u \quad (\text{D.5})$$

De la ecuación (D.5) se observa que empleando una ley de control como la que muestra la ecuación (D.6) es sistema se reduce a un mapeo lineal entre la salida y una nueva entrada de control denominada ν

$$\nu = \frac{\nu - L_f^\rho h(x)}{L_g L_f^{\rho-1} h(x)} \quad \forall L_g L_f^{\rho-1} h(x) \neq 0 \quad (\text{D.6})$$

D.2. Sistemas MIMO

La teoría de linealización SISO se puede extender a sistemas de que poseen el mismo número de salidas que de entradas.

Suponga que \mathbf{u} y $\mathbf{h}(x)$ de la ecuación (D.1) representan vectores de m entradas y m salidas respectivamente. Derivando la l -ésima salida un número de veces igual a ρ se obtiene,

$$y_l^{[\rho]} = L_f^{\rho_l} h_l(x) + \sum_{j=1}^m [L_{g_j} L_f^{\rho_l-1} h_l(x) u_j] \quad (\text{D.7})$$

Con $L_{g_j} L_f^{\rho_l-1} h_l(x) \neq 0$, para al menos un valor de j ; ρ_l define el grado relativo de la l -ésima salida. Realizando un procedimiento similar para las m salidas se obtiene el sistema matricial dado por la ecuación (D.8) [?].

$$\begin{bmatrix} y_1^{[\rho_1]} \\ \vdots \\ y_m^{[\rho_m]} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{\rho_1} h_1(x) \\ \vdots \\ L_f^{\rho_m} h_m(x) \end{bmatrix} + \mathbf{E}(x) \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix} \quad (\text{D.8})$$

Donde $\mathbf{E}(x)$ está definido como:

$$\mathbf{E}(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{\rho_1 - 1} h_1(x) & \cdots & L_{g_m} L_f^{\rho_1 - 1} h_1(x) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g_1} L_f^{\rho_m - 1} h_m(x) & \cdots & L_{g_m} L_f^{\rho_m - 1} h_m(x) \end{bmatrix} \quad (\text{D.9})$$

Si la matriz $\mathbf{E}(x)$ es invertible, entonces es posible generar una ley de control similar a la mostrada en la ecuación (D.6), la cual convierte el mapeo de las entradas a las nuevas salidas en una transformación lineal.

$$\mathbf{u} = -\mathbf{E}^{-1}(x) \begin{bmatrix} L_f^{\rho_1} h_1(x) \\ \vdots \\ L_f^{\rho_m} h_m(x) \end{bmatrix} + \mathbf{E}^{-1}(x) \begin{bmatrix} \nu_1 \\ \vdots \\ \nu_m \end{bmatrix} \quad (\text{D.10})$$

Al aplicar la ley de control mostrada por (D.10) el sistema se transforma a una cadena de integradores como lo muestra la ecuación (D.11)

$$\mathbf{y}_i^{[\rho_i]} = \nu_i \quad (\text{D.11})$$

Debido a que la l -ésima entrada solo afecta a la l -ésima salida, la ley de control (D.10) se le conoce con el nombre de ley de control desacoplada y a la matriz \mathbf{E} se conoce como matriz de desacoplo del sistema [?, ?].

Una vez expuesta la teoría de la técnica no lineal de control se procede a implementarla para encontrar los controladores de los diferentes estados.

