



Universidad de Concepción  
Facultad de Ingeniería  
Departamento de Ingeniería Eléctrica

Profesor Patrocinante:  
Dr. José R. Espinoza Castro

# “Modelación y Control No Lineal de un Sistema de Transmisión de Potencia VSC-HVDC”

Miguel Andrés Torres Lépez

Informe de Memoria de Título  
para optar al Título de  
**Ingeniero Civil Electrónico**

Enero 2004

# Resumen

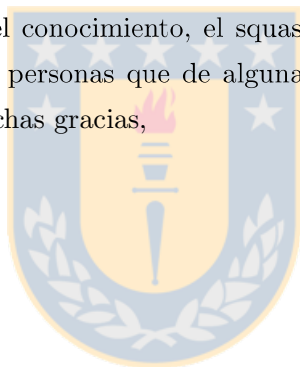
En el presente trabajo se realiza un estudio teórico de un sistema de transmisión de potencia HVDC basado en convertidores fuente de voltaje de dos niveles. Específicamente, se estudia el caso de un enlace monopolar point-to-point entre dos sistemas trifásicos que eventualmente operan a distintas frecuencias de red. Se desarrollan dos modelos del sistema, el primero es un modelo en ejes reales que incluye la técnica de modulación SPWM, con la ayuda de este modelo se realiza el diseño de los componentes pasivos del sistema para una condición nominal de operación. El segundo modelo es una representación del espacio de estados en ejes dq, el que sólo describe los fenómenos asociados a la componente fundamental de las variables eléctricas de cada lado alterno. Basado en este último modelo se obtienen las expresiones que determinan los puntos de operación del sistema, con las cuales es posible estudiar las regiones de operación del mismo. Posterior al análisis en lazo abierto, se propone una estrategia de control no lineal basada en el método de linealización entrada-salida que permite regular el nivel de tensión en el enlace y manejar en forma desacoplada los flujos de potencia activa y reactiva en el sistema; el sistema de control basado en el modelo dq es probado mediante simulación con el modelo en ejes reales. Finalmente se presentan los resultados de simulación, los que demuestran un buen desempeño del sistema de control en cuanto a los objetivos de diseño, además de reducir el acoplamiento dinámico y eliminar el acoplamiento estático entre las variables en ejes d y q del sistema.



*A mi Madre ...*

# Agradecimientos

En primer lugar quiero agradecer a mi Madre, mis Abuelos y toda mi familia por ser siempre un apoyo fundamental en mi vida. A mis amigos Enzo y Rodrigo por tantos años de amistad. A mi polola Fernanda, por su compañía, amor y comprensión. A mi profesor tutor, Dr. José Espinoza, por la paciencia y buena disposición que siempre ha tenido conmigo. A los sólidos del LCDA: Marcelo, Javier, Zapata, Jorge B., Álvaro, Jorge S., Cristian y Johan, por el conocimiento, el squash, los almuerzos, etc. Y finalmente agradecer a todas aquellas personas que de alguna forma han sido partícipes de esta historia. Sinceramente, muchas gracias,



*Miguel Torres L.*



# Tabla de Contenidos

<b>Resumen</b>	<b>I</b>
<b>Agradecimientos</b>	<b>III</b>
<b>Tabla de Contenidos</b>	<b>IV</b>
<b>Índice de Figuras</b>	<b>VIII</b>
<b>Índice de Tablas</b>	<b>XI</b>
<b>Lista de Abreviaturas</b>	<b>XII</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Introducción General . . . . .	1
1.2. Trabajos Previos . . . . .	4
1.3. Objetivos . . . . .	5
1.3.1. Objetivo General . . . . .	5
1.3.2. Objetivos Específicos . . . . .	5



1.4. Alcances y Limitaciones . . . . .	5
1.5. Temario y Metodología . . . . .	6
<b>2. Modelación y Diseño</b> . . . . .	<b>8</b>
2.1. Introducción . . . . .	8
2.2. Topología Fuente de Voltaje . . . . .	9
2.3. Operación del Convertidor Fuente de Voltaje . . . . .	9
2.4. Modelación en ejes abc . . . . .	10
2.4.1. Representación Circuitual . . . . .	10
2.4.2. Modelo Matemático . . . . .	11
2.4.3. Modulación SPWM . . . . .	14
2.5. Modelación en Ejes dq . . . . .	16
2.5.1. Transformación Invariante en Potencia . . . . .	16
2.5.2. Modelo Matemático . . . . .	17
2.6. Diseño de Componentes Pasivos . . . . .	18
2.6.1. Filtro AC . . . . .	18
2.6.2. Filtro DC . . . . .	20
2.7. Estrategia de Operación . . . . .	24
2.8. Discusión y Conclusiones . . . . .	24
<b>3. Regiones de Operación en Lazo Abierto</b> . . . . .	<b>26</b>
3.1. Introducción . . . . .	26

3.2. Regiones de Operación en Lazo Abierto . . . . .	27
3.3. Resultados . . . . .	29
3.4. Discusión y Conclusiones . . . . .	30
<b>4. Control Basado en Linealización Entrada-Salida</b>	<b>32</b>
4.1. Introducción . . . . .	32
4.2. Estrategia de Control . . . . .	33
4.3. Método de Control . . . . .	37
4.3.1. Linealización Entrada-Salida para Sistemas MIMO . . . . .	37
4.3.2. Diseño Lazos de Corriente . . . . .	39
4.3.3. Diseño Lazo de Voltaje . . . . .	43
4.4. Resultados de Simulación . . . . .	46
4.4.1. Prueba 1 . . . . .	46
4.4.2. Prueba 2 . . . . .	46
4.4.3. Prueba 3 . . . . .	47
4.5. Discusión y Conclusiones . . . . .	47
<b>5. Conclusión</b>	<b>54</b>
5.1. Sumario . . . . .	54
5.2. Conclusiones . . . . .	55
5.3. Trabajos Futuros . . . . .	56



<b>A. Transformaciones abc, <math>\alpha\beta\gamma</math> y dq0 Invariantes en Potencia</b>	<b>57</b>
A.1. Transformación $\alpha\beta\gamma$ . . . . .	57
A.2. Transformación dq0 . . . . .	58
A.3. Transformaciones Recíprocas . . . . .	58
<b>Bibliografía</b>	<b>62</b>



# Índice de Figuras

2.1. Convertidor PWM fuente de voltaje de dos niveles. . . . .	9
2.2. Sistema de transmisión VSC-HVDC . . . . .	11
2.3. Sistema de transmisión VSC-HVDC . . . . .	12
2.4. Circuito equivalente por cada pierna del convertidor, para la Red <sub>1</sub> . . . . .	13
2.5. Modulación SPWM para $f_{cn} = 9$ . (a) Comparación entre la señal sinusoidal de control y la portadora triangular. (b) Moduladora resultante. . . . .	15
2.6. Convertidor fuente de voltaje con carga resistiva, filtro inductivo AC y filtro capacitivo DC. . . . .	19
2.7. Circuito monofásico equivalente a la frecuencia de diseño $f_h$ . . . . .	19
2.8. Voltajes reflejados por los convertidores hacia la fase de la red de alimentación. (a) Forma de onda $v_{ra1}$ en un periodo. (b) Forma de onda $v_{ra2}$ en un periodo. (c) Espectro de frecuencias para $v_{ra1}$ con $f_{cn} = 21$ . (d) Espectro de frecuencias para $v_{ra2}$ con $f_{cn} = 45$ . . . . .	21
2.9. Corrientes de línea. (a) Forma de onda $i_{sa1}$ en un periodo. (b) Forma de onda $i_{sa2}$ en un periodo. (c) Espectro de frecuencias, en [p.u.], para $i_{sa1}$ con $f_{cn} = 21$ . (d) Espectro de frecuencias, en [p.u.], para $i_{sa2}$ con $f_{cn} = 45$ . . . . .	22
2.10. Corriente rectificadora por VSC <sub>1</sub> . (a) Forma de onda $i_{dc1}$ [A] en un periodo. (b) Parámetros que determinan el ripple de voltaje DC. . . . .	23

2.11. Voltajes de la salida DC de cada convertidor. (a) Ripple de voltaje para $v_{dc1}$ [V]. (b) Ripple de voltaje para $v_{dc2}$ [V]. . . . .	23
3.1. Regiones de operación del sistema parametrizadas en valores de $V_{dc1}$ y manteniendo constante $I_{sq1} = 0$ [A], en función del rango permitido de voltaje $V_{dc2}$ . Valores extremos $V_{dc1}^{(1)} = 800$ y $V_{dc1}^{(2)} = 1500$ . (a) Regiones de operación para $I_{sd2}$ . (b) Regiones de operación para $I_{sq2}$ . . . . .	29
3.2. Regiones de operación del sistema para la condición $V_{dc1} = 1000$ [V] e $I_{sq1} = 0$ [A]. (a) Índices de modulación, $M_{di}$ , $M_{qi}$ . (b) Corriente directa $I_{d2}$ [A] y corriente en cuadratura $I_{q2}$ [A], en función del rango permitido de voltaje $V_{dc2}$ [V]. . . . .	29
3.3. Cambio de punto de operación para la condición $V_{dc1} = 1000$ [V], $I_{q1} = 0$ [A] y $V_{dc2} = 950$ [V]. Respuestas a cambio escalón en $m_{d2}$ de 0.40176 a 0.35414 en $t = 2$ [s] y cambio escalón en $m_{q2}$ de 0.05915 a 0.05962 en $t = 2$ [s]. (a) Corrientes $i_{d1}$ [A] e $i_{q1}$ [A]. (b) Corrientes $i_{d2}$ [A] e $i_{q2}$ [A]. (c) Voltaje $v_{dc1}$ [V]. (d) Voltaje $v_{dc2}$ [V]. . . . .	31
4.1. Esquema de la estrategia de control propuesta para el sistema HVDC. . . . .	36
4.2. Esquema de los lazos de control diseñados para el sistema de transmisión de potencia HVDC. . . . .	45
4.3. Formas de onda de variables AC. (a) Voltaje y corriente de la fase $a1$ . (b) Voltaje y corriente de la fase $a2$ . (c) Corriente directa de VSC <sub>1</sub> y su referencia dinámica. (d) Corriente directa de VSC <sub>2</sub> y su referencia. (e) Corriente en cuadratura de VSC <sub>1</sub> y su referencia. (f) Corriente en cuadratura de VSC <sub>2</sub> y su referencia. . . . .	48
4.4. Formas de onda de variables DC. (a) Voltaje de enlace de VSC <sub>1</sub> y su referencia. (b) Voltaje de enlace de VSC <sub>2</sub> . (c) Corriente rectificadora por VSC <sub>1</sub> . (d) Corriente rectificadora por VSC <sub>2</sub> . (e) Corriente del enlace. . . . .	49
4.5. Formas de onda de variables AC. (a) Voltaje y corriente de la fase $a1$ . (b) Voltaje y corriente de la fase $a2$ . (c) Corriente directa de VSC <sub>1</sub> y su referencia dinámica. (d) Corriente directa de VSC <sub>2</sub> y su referencia. (e) Corriente en cuadratura de VSC <sub>1</sub> y su referencia. (f) Corriente en cuadratura de VSC <sub>2</sub> y su referencia. . . . .	50

4.6. Formas de onda de variables DC. (a) Voltaje de enlace de VSC <sub>1</sub> y su referencia. (b) Voltaje de enlace de VSC <sub>2</sub> . (c) Corriente rectificadora por VSC <sub>1</sub> . (d) Corriente rectificadora por VSC <sub>2</sub> . (e) Corriente del enlace. . . . .	51
4.7. Formas de onda de variables AC. (a) Voltaje y corriente de la fase <i>a1</i> . (b) Voltaje y corriente de la fase <i>a2</i> . (c) Corriente directa de VSC <sub>1</sub> y su referencia dinámica. (d) Corriente directa de VSC <sub>2</sub> y su referencia. (e) Corriente en cuadratura de VSC <sub>1</sub> y su referencia. (f) Corriente en cuadratura de VSC <sub>2</sub> y su referencia. . . . .	52
4.8. Formas de onda de variables DC. (a) Voltaje de enlace de VSC <sub>1</sub> y su referencia. (b) Voltaje de enlace de VSC <sub>2</sub> . (c) Corriente rectificadora por VSC <sub>1</sub> . (d) Corriente rectificadora por VSC <sub>2</sub> . (e) Corriente del enlace. . . . .	53



# Índice de Tablas

2.1. Estados de operación del CFV . . . . .	10
2.2. Parámetros de diseño para el VSC <sub>1</sub> . . . . .	23
2.3. Parámetros de diseño para el VSC <sub>2</sub> . . . . .	24
2.4. Parámetro del enlace DC . . . . .	24
4.1. Parámetros de diseño para los controladores lineales . . . . .	46





# Lista de Abreviaturas

AC	<i>Alternate Current</i>
CFV	<i>Convertidor Fuente de Voltaje</i>
DC	<i>Direct Current</i>
GTO	<i>Gate Turn Off Thyristor</i>
HVAC	<i>High Voltage Alternate Current</i>
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IGCT	<i>Integrated Gate Commutated Thyristor</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
PI	<i>Proporcional Integrativo</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RFV	<i>Rectificador Fuente de Voltaje</i>
SISO	<i>Single Input Single Output</i>
SPI	<i>Semi Plano Izquierdo</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
VSC	<i>Voltage Source Converter</i>

# Capítulo 1

## Introducción

*Se muestra una breve perspectiva histórica de los sistemas de transmisión HVDC, sus características, ventajas y aplicaciones. Se comenta acerca de los trabajos previos relacionados con el tema, se presentan los objetivos de este trabajo, sus alcances y limitaciones. Finalmente, se explica brevemente el contenido de cada capítulo.*

### 1.1. Introducción General

Los procesos de generación y transmisión de la energía eléctrica pueden realizarse de dos formas, en corriente directa (DC) o en corriente alterna (AC). En el año 1883, por primera vez la energía eléctrica se generó y transmitió de manera comercial mediante un sistema DC ideado por Thomas Alva Edison. Diez años más tarde emerge un nuevo sistema de generación y transmisión, esta vez en AC. Ideado por George Westinghouse, el sistema de corriente alterna desplaza rápidamente al ya existente sistema de Edison, esto gracias a la aparición de los transformadores y el desarrollo de las máquinas de inducción. Así, para los comienzos del siglo XX, el sistema alterno ya se establecía como el estándar en cuanto a generación y transmisión de energía eléctrica. A mediados del siglo XX surgen como una alternativa tecnológica los sistemas de transmisión de corriente directa en alto voltage (HVDC). En 1954 se pone en marcha el primer sistema de transmisión HVDC basado en tubos de vacío, siendo un enlace submarino de 98 km de longitud entre la isla de Gotland y la península Sueca. Posteriormente y durante las últimas cuatro décadas los sistemas HVDC basados en tiristores se establecieron como la tecnología tradicional debido a la solidez de estos dispositivos como switches de potencia pese a su pobre respuesta dinámica y la alta distorsión armónica que generan hacia la red. Sin embargo, el creciente desarrollo de los semiconductores de potencia durante

la última década (GTO, IGBT, IGCT, etc.) ha permitido dar paso al estudio de una nueva topología: sistemas HVDC basados en convertidores fuente de voltaje (VSC-HVDC). Esta nueva topología hereda todas las propiedades de los VSC, por lo que ofrece importantes ventajas sobre los sistemas tradicionales en aplicaciones de transmisión en DC. De esta manera, en los albores del siglo XXI, esta nueva topología promete convertirse en un pilar fundamental de los sistemas de potencia del futuro.

## Ventajas y Características de la Transmisión DC

Normalmente se tiende a pensar que una de las mayores ventajas de transmitir en DC es que se tienen menores pérdidas en los conductores debido a la ausencia del *efecto skin*, el cual disminuye la sección efectiva del conductor. Sin embargo, lo que sucede es que el nivel de pérdidas en un sistema de transmisión es diseñado y regulado por el tamaño del conductor elegido. Luego, las ventajas que realmente determinan la utilización de un sistema de transmisión DC son las siguientes:

- Para las líneas de transmisión aérea sobre 600 km, el sistema en DC resulta ser más económico por unidad de longitud que una línea AC por el hecho de utilizar sólo dos conductores en vez de tres.
- En el caso de la transmisión por cable aislado, ya sea submarina o subterránea, con longitudes sobre los 50 km, la mejor opción es transmitir la energía en DC. La razón de esto es la gran cantidad de energía reactiva que se requiere, en el caso de la transmisión AC, y que llega a saturar los conductores sin dejar margen para corriente activa alguna.
- Permite la interconexión entre sistemas asíncronos o entre sistemas que trabajan a igual frecuencia, pero que emplean distintas estrategias de control de ésta.
- Permite aislar a una red de las perturbaciones o distorsiones que sufra la red del otro lado del enlace.

Sin embargo, una de las mayores desventajas de los sistemas HVDC basados en VSC es que dentro del campo de la transmisión de energía eléctrica son una tecnología nueva que debe entrar a competir con los sistemas de transmisión en AC, los que son una tecnología probada y desarrollada por más de 100 años.

## Tipos de Sistemas HVDC

Dependiendo de la aplicación, existen distintos tipos de sistemas de transmisión HVDC:

- **Back-to-Back:** Se le da este nombre a aquellas interconexiones de dos sistemas alternos que se encuentran físicamente en el mismo lugar y no se requiere una línea de transmisión DC.
- **Point-to-Point:** Se le da este nombre a aquellas interconexiones de dos sistemas alternos que se encuentran físicamente en lugares distantes y se requiere una línea de transmisión DC.
- **Multiterminal:** Es la interconexión de varias estaciones HVDC separadas por líneas DC. Si todas las estaciones están conectadas al mismo punto del enlace se trata de una estación multiterminal paralela, si no se trata de una estación multiterminal serie.

En cualquiera de las configuraciones mencionadas anteriormente, el enlace DC puede ser:

- **Monopolar:** Se utiliza un solo conductor entre las dos estaciones y el retorno se realiza por tierra. También existen los enlaces monopolares con cable de retorno.
- **Bipolar:** Es un enlace de dos conductores con tensiones simétricas respecto de tierra bajo condiciones ideales. En caso de fallar un conductor, el enlace puede seguir operando en modo monopolar.

## Sistemas HVDC Basados en Convertidores Fuente de Voltaje

Como ya se mencionó, la gran ventaja que tiene esta nueva topología es que se heredan todas las propiedades de los VSC, lo que abre muchas posibilidades principalmente para el control de este tipo de sistemas. Las ventajas que se obtienen sobre los sistemas HVDC tradicionales son las siguientes:

- **Control desacoplado de la potencia activa y reactiva:** Con la estrategia de control adecuada, es posible lograr un desacoplo de estas cantidades y así facilitar el control sobre el flujo de potencia activa en el enlace y permitir el intercambio de potencia reactiva hacia los lados alternos.

- Formas de onda de corriente casi sinusoidales hacia la red: Debido a la alta frecuencia de conmutación que pueden desarrollar estos equipos, los armónicos dominantes de las corrientes se desplazan a frecuencias más elevadas.

Estas características fundamentales permiten ubicar al VSC-HVDC en un lugar aventajado al momento de competir por nuevas aplicaciones que se proyectan como los futuros desafíos en cuanto a la transmisión de la energía eléctrica se refiere. Sin embargo, al ser un concepto nuevo que involucra tecnologías aun en desarrollo, no siempre resulta ser la solución más económica. Es por esto que el futuro de esta topología como real alternativa a los sistemas HVAC, en cuanto a desempeño y niveles de potencia, va de la mano con el desarrollo y mejoramiento de sus dos componentes principales: la estación convertidora y la línea de transmisión DC.

## 1.2. Trabajos Previos

En [1] y [2] se destacan las características y ventajas que ofrecen los sistemas de transmisión de potencia VSC-HVDC por sobre los sistemas en AC y los HVDC tradicionales. En [3] y [4] se presenta un completo análisis de modelación y operación del convertidor PWM fuente de voltaje, que en este trabajo se considera como la unidad conversora de energía. En [5] y [6] se puede encontrar modelación y análisis en ejes abc del convertidor fuente de voltaje, lo cual será de utilidad en la etapa de modelación, junto con el modelo en ejes dq que se presenta en [7]. A diferencia de [8], el modelo propuesto en este trabajo contempla las no linealidades del sistema. Para el diseño de los componentes pasivos del sistema, se revisaron los procedimientos aplicados a convertidores fuente de corriente en [9]. Con respecto a la determinación de las regiones de operación del sistema completo, se toman como referencias los trabajos [10] y [11] que tratan sobre las regiones de operación para rectificadores trifásicos. Sobre el control de sistemas VSC-HVDC, en [12] la estrategia de control se enfoca hacia el objetivo de lograr un sistema robusto frente a variaciones del valor de la impedancia AC de la red en base al diseño de los controladores vía el método  $H_2$ , todo esto sobre el modelo linealizado del sistema. También, en la serie de trabajos presentados en las referencias [13], [14], [15], se desarrolla un modelo basado en las componentes de frecuencia fundamental del sistema (sin considerar el efecto de los switches) para el cual se propone una estrategia de control lineal (control PI) bajo el supuesto de tener un voltaje DC constante; finalmente se aborda el problema de control no lineal mediante una estrategia de estabilización vía realimentación de estados, basada en el modelo en estado estacionario del sistema. Para el diseño del sistema de control se utilizará el método de linealización entrada-salida, al cual se hace referencia en los textos [16], [17], [18] y ya ha sido aplicado a convertidores trifásicos en los trabajos [19], [20], [4], por nombrar algunos.

## 1.3. Objetivos

### 1.3.1. Objetivo General

Realizar un modelo matemático para un sistema de transmisión de potencia VSC-HVDC conectado entre dos sistemas eléctricos alternos que operan con frecuencias distintas. Se requiere un estudio previo de los convertidores estáticos PWM fuente de voltaje y un análisis del sistema propuesto considerando un flujo bidireccional de potencia activa. Además, se debe desarrollar una estrategia de control que permita manejar en forma desacoplada los flujo de potencia activa y reactiva mientras se mantiene estable el voltaje en el enlace DC a un valor deseado

### 1.3.2. Objetivos Específicos

- Obtener un modelo matemático del sistema de transmisión de potencia HVDC basado en VSC, que sea afín con las técnicas de control a utilizar.
- Estudiar la aplicabilidad del concepto de regiones de operación en CFV, al sistema completo.
- Realizar el diseño de los componentes pasivos del circuito.
- Desarrollar y simular una estrategia de control que permita cumplir los requerimientos establecidos para la operación del sistema de transmisión.

## 1.4. Alcances y Limitaciones

Los aportes de este trabajo al tema propuesto son los siguientes:

- Se realiza la modelación (en ejes reales y ejes dq) y control no lineal (mediante la técnica de linealización entrada-salida) de un sistema de transmisión de potencia VSC-HVDC monopolar point-to-point.
- Se estudian las regiones de operación del sistema completo, aplicando el concepto desarrollado para rectificadores trifásicos.

El desarrollo del tema propuesto, se enmarca dentro de las siguientes limitaciones:

- El modelo utilizado para los análisis de las regiones de operación y el diseño de las estrategias de control considera sólo la componente fundamental de las formas de onda pulsantes de los convertidores. Sin embargo, el modelo que simula el convertidor si considera el efecto de la conmutación.
- La técnica de modulación utilizada es SPWM y no se considera la sobremodulación.
- En el desarrollo de este trabajo no se intenta en ningún caso cubrir aspectos relativos a los sistemas de transmisión de energía eléctrica, como por ejemplo: calidad de suministro, protecciones, manejo de fallas, etc.
- Para el desarrollo de los cálculos, gráficas y simulaciones de este trabajo fueron utilizados los programas computacionales Matlab<sup>®</sup> y Mathcad<sup>®</sup>.

## 1.5. Temario y Metodología

El presente trabajo se organizó en cinco capítulos, en los que se desarrolla un análisis teórico del sistema VSC-HVDC, bajo la perspectiva de la modelación y el control.

En el primer capítulo se presenta una breve introducción al tema de la transmisión de potencia en DC y la motivación para el uso y estudio de los sistemas HVDC como alternativa tecnológica.

El segundo capítulo comienza con una breve introducción a la operación del convertidor fuente de voltaje de dos niveles. Luego se desarrolla un modelo matemático para el VSC-HVDC, comenzando con el modelo en ejes abc para luego pasar al modelo en ejes sincrónicos. El modelo propuesto en este trabajo contempla las no linealidades del sistema. Posteriormente, se realiza el diseño de los componentes pasivos del sistema para una determinada condición nominal de operación. Los resultados del diseño son comprobados mediante simulación computacional.

En el tercer capítulo se realiza un estudio de las ecuaciones del modelo en ejes sincrónicos obtenido en el capítulo dos para así determinar las expresiones que dan origen a las regiones de operación del sistema. Se realiza un análisis de estas regiones de operación, para luego contrastar los resultados con pruebas dinámicas en lazo abierto.

El cuarto capítulo muestra la estrategia de control propuesta, sus objetivos, el desarrollo paso a paso de la aplicación del método de linealización entrada-salida y el diseño de los controladores. Luego, la estrategia de control es probada mediante simulación computacional.

Finalmente, en el quinto capítulo se presentan las conclusiones obtenidas luego del desarrollo de este trabajo.





## Capítulo 2

# Modelación y Diseño

*El desarrollo de un modelo que sirva de base para realizar un estudio acerca del comportamiento de un proceso puede tornarse una tarea difícil si no se cuenta con un objetivo claro que determine la naturaleza del modelo. Por ejemplo, en el caso de los sistemas eléctricos alternos es posible desarrollar un modelo en el cual las variables son de naturaleza sinusoidal, sin embargo, este modelo no es apropiado para desarrollar una estrategia de control basada en la teoría de control clásico. Para esto último es necesario desarrollar un nuevo modelo en el cual las variables de estado sean continuas.*

### 2.1. Introducción

Los sistemas de transmisión basados en convertidores PWM fuente de voltaje ofrecen un gran número de potenciales ventajas sobre los sistemas HVDC tradicionales. Para realizar un estudio analítico sobre esta nueva topología y poder desarrollar estrategias de control basadas en la teoría de control clásico, es necesario contar con un modelo apropiado para el sistema de transmisión. Una de las estructuras básicas que conforman el enlace y que es de interés modelar, es la estación convertidora, la cual puede operar como rectificador (transformación de energía AC en DC) o como inversor (transformación de energía DC en AC). A su vez, esta estación puede estar compuesta por distintas unidades de conversión conectadas en distintas configuraciones. Para el caso del sistema que se estudia en este trabajo, se considera un convertidor trifásico PWM fuente de voltaje de seis switches. Es necesario entonces, conocer la topología y operación de este convertidor.

## 2.2. Topología Fuente de Voltaje

El convertidor fuente de voltaje (ver figura 2.1) está compuesto por un arreglo de 6 switches bidireccionales de conmutación forzada. En el lado AC posee un filtro inductivo de primer orden para minimizar el contenido armónico de las corrientes, producto de las tensiones pulsantes que el convertidor refleja hacia el lado alterno. En el lado DC posee un filtro capacitivo que reduce el ripple de tensión, proporcionando así un nivel continuo de voltaje. Un hecho importante para la aplicación en sistemas de transmisión HVDC es que el flujo de potencia en este convertidor puede ser bidireccional, gracias a que los switches pueden conducir en ambos sentidos. Además, dependiendo del sentido del valor medio de la corriente  $i_{dc}$ , se dice que el convertidor está operando en modo rectificador o inversor.

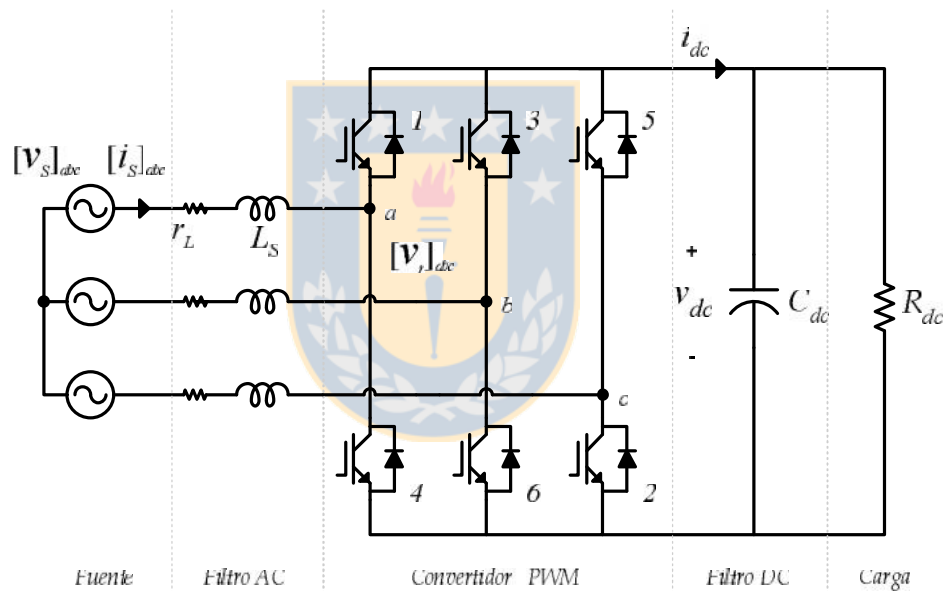


Fig. 2.1: Convertidor PWM fuente de voltaje de dos niveles.

## 2.3. Operación del Convertidor Fuente de Voltaje

Si se considera que cada switch del convertidor admite sólo dos posiciones (encendido o apagado), el total de estados posibles de operación es de 64 ( $2^6$ ). Pero debido a las características eléctricas propias de esta topología, no todas las combinaciones de encendido y apagado de los switches son admisibles. Las restricciones que rigen la conmutación son las siguientes:

- **No se debe generar un cortocircuito hacia el lado DC:** esto se debe a la característica de fuente de voltaje de esta compuerta, lo que implica que no deben haber dos interruptores de una misma pierna encendidos al mismo tiempo. Entendiéndose por pierna al par de switches conectados a un mismo nodo a una de las líneas AC.
- **No se debe generar un circuito abierto hacia el lado AC:** esto se debe a la característica de fuente de corriente de esta compuerta, lo que implica que al menos un interruptor de la rama superior y uno de la rama inferior deben estar encendidos simultáneamente. Entendiéndose por rama al trío de switches conectados a un mismo nodo a una de las líneas DC.

En base a estas condiciones, es posible obtener 8 estados de operación realizables, los que se muestran en la tabla 2.1. Los estados 1 al 6 se denominan estados *Activos*. Los estados 7 y 8 se conocen como estados *Ceros*, ya que generan un voltaje cero en la compuerta trifásica del convertidor.

**Tabla 2.1:** Estados de operación del CFV

Estado	Switches encendidos
1	4-5-6
2	2-3-4
3	3-4-5
4	1-2-6
5	1-5-6
6	1-2-3
7	1-3-5
8	2-4-6

## 2.4. Modelación en ejes abc

### 2.4.1. Representación Circuital

El sistema de transmisión VSC-HVDC monopolar point-to-point es representado, de una forma simplificada, por el circuito de la figura 2.2. El enlace DC establece una conexión asíncrona entre dos redes alternas de distinta frecuencia, a través de convertidores fuente de voltaje, donde cada convertidor posee las características mencionadas en la sección 2.3.

Los parámetros del circuito se describen a continuación:

- $L_1, L_2$ : Inductancia de línea. Se diseña para reducir el contenido armónico de las corrientes que son producto de los voltajes conmutados que refleja el convertidor hacia el lado alterno.

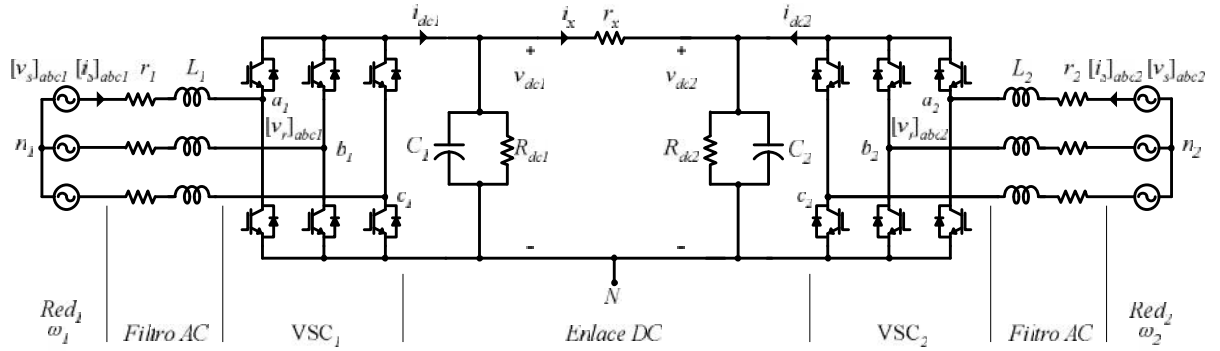


Fig. 2.2: Sistema de transmisión VSC-HVDC

Su valor dependerá de la frecuencia de conmutación a la cual esté operando el convertidor. Se asume un valor de inductancia común para las tres líneas de cada red.

- $r_1, r_2$ : Resistencia de línea. Se asume un valor que caracterice la resistencia del cable, filtro y componentes parásitos del lado AC. Al igual que las inductancias, se asume un valor común para las tres líneas de cada red alterna.
- $C_1, C_2$ : Condensador DC. Se diseña para obtener una tensión continua con un ripple reducido. El ripple es producido por los pulsos de la corriente rectificadas por el convertidor. Su valor dependerá de la frecuencia de conmutación a la cual esté operando el convertidor.
- $R_{dc1}, R_{dc2}$ : Resistencia del condensador y pérdidas en el lado DC de cada convertidor.
- $r_x$ : Resistencia del enlace. Se asume un valor que caracterice la resistencia del cable utilizado.

### 2.4.2. Modelo Matemático

Primero se obtiene un modelo monofásico del sistema para condiciones de alimentación balanceada en ambos lados alternos (ver figura 2.3). Luego, aplicando al modelo monofásico las leyes de voltaje y corriente de Kirchoff, es posible escribir el conjunto de ecuaciones diferenciales 2.1, el cual describe el comportamiento dinámico del sistema en ejes reales.

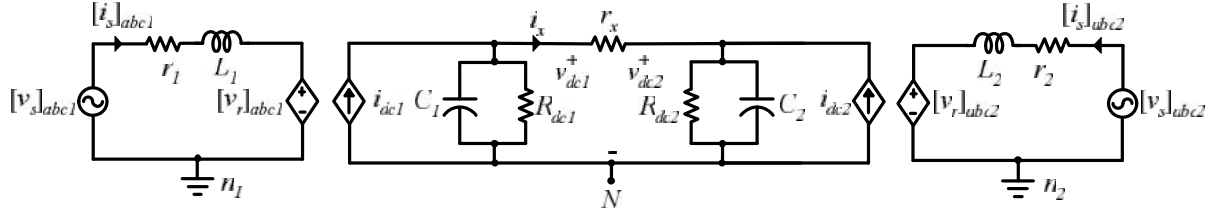


Fig. 2.3: Sistema de transmisión VSC-HVDC

$$\frac{d}{dt}[i_s]_{abc1} = -\frac{r_1}{L_1}[i_s]_{abc1} + \frac{1}{L_1}[v_s]_{abc1} - \frac{1}{L_1}[v_r]_{abc1} \quad (2.1a)$$

$$\frac{d}{dt}[i_s]_{abc2} = -\frac{r_2}{L_2}[i_s]_{abc2} + \frac{1}{L_2}[v_s]_{abc2} - \frac{1}{L_2}[v_r]_{abc2} \quad (2.1b)$$

$$\frac{d}{dt}v_{dc1} = \frac{1}{C_1}i_{dc1} - \frac{1}{R_{eq1}C_1}v_{dc1} + \frac{1}{r_x C_1}v_{dc2} \quad (2.1c)$$

$$\frac{d}{dt}v_{dc2} = \frac{1}{C_2}i_{dc2} - \frac{1}{R_{eq2}C_2}v_{dc2} + \frac{1}{r_x C_2}v_{dc1} \quad (2.1d)$$

donde la resistencia  $R_{eqi}$ , es el equivalente paralelo entre las resistencias  $r_x$  y  $R_{dci}$ .

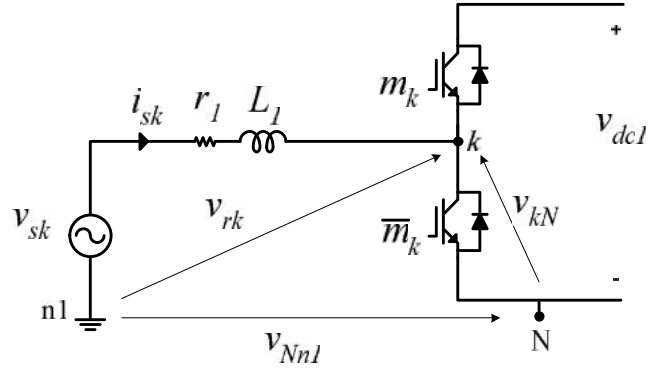
$$R_{eqi} = \frac{r_x R_{dci}}{r_x + R_{dci}} \quad [\Omega] \quad \text{con } i = 1, 2$$

Para completar las ecuaciones 2.1 del modelo monofásico, es necesario encontrar una relación entre los voltajes de fase  $[v_r]_{abc}$  y las variables de estado del modelo. Este desarrollo se realizará para la Red<sub>1</sub> y luego se extenderán los resultados al sistema completo.

Primero, se define la variable moduladora  $m_k$ , la que indica cuál switch está encendido por cada pierna. Su valor es 1 si el switch superior (o en su defecto el diodo en antiparalelo) está en conducción. En el caso contrario su valor es 0. El conjunto de variables moduladoras es:

$$m_k = \begin{cases} 1, & \text{si } v_{kN} = v_{dc1} \\ 0, & \text{si } v_{kN} = 0 \end{cases}, \quad k = a_1, b_1, c_1 \quad (2.2)$$

Luego, se deben reemplazar los voltajes  $[v_r]_{abc1}$ , referidos a la tierra  $n_1$ , por la suma de voltajes en la malla que se muestra en La figura 2.4.



**Fig. 2.4:** Circuito equivalente por cada pierna del convertidor, para la Red<sub>1</sub>.

Una vez realizado lo anterior, se obtienen las ecuaciones 2.3.

$$v_{sa1} = r_1 i_{sa1} + L_1 \frac{d}{dt} i_{sa1} + v_{dc1} m_{a1} + v_{Nn1} \quad (2.3a)$$

$$v_{sb1} = r_1 i_{sb1} + L_1 \frac{d}{dt} i_{sb1} + v_{dc1} m_{b1} + v_{Nn1} \quad (2.3b)$$

$$v_{sc1} = r_1 i_{sc1} + L_1 \frac{d}{dt} i_{sc1} + v_{dc1} m_{c1} + v_{Nn1} \quad (2.3c)$$

A continuación, se suman las tres ecuaciones del sistema 2.3 bajo el supuesto que la alimentación es balanceada. Con esto se obtiene el voltaje entre la tierra  $N$  del enlace DC y la tierra  $n1$  del lado alterno. Con este voltaje, es posible definir completamente las tensiones reflejadas por el convertidor, en función de las moduladoras y el voltaje en el enlace DC.

$$v_{Nn1} = -\frac{v_{dc1}}{3} (m_{a1} + m_{b1} + m_{c1}) \quad (2.4a)$$

$$[v_r]_{abc1} = v_{dc1} \left\{ [m]_{abc1} - \frac{1}{3} (m_{a1} + m_{b1} + m_{c1}) \right\} \quad (2.4b)$$

De la ecuación 2.4b se puede obtener una relación matricial entre los voltajes de fase  $[v_r]_{abc1}$  y las variables moduladoras  $[m]_{abc1}$ . Esta relación se establece con la matriz definida en 2.5. Luego, las relaciones finales para las variables dependientes e independientes del convertidor se muestran en las ecuaciones 2.6 y 2.7.

$$[S] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$[v_r]_{abc1} = [S][m]_{abc1}v_{dc1} \quad (2.6)$$

$$i_{dc1} = [m]_{abc1}^T [i_s]_{abc1} \quad (2.7)$$

Reemplazando las ecuaciones 2.6 y 2.7 en el sistema de ecuaciones 2.1 y extendiendo los resultados para el convertidor conectado a la Red<sub>2</sub>, se obtiene el sistema de ecuaciones 2.8 que modela el comportamiento dinámico del sistema HVDC en ejes reales.

$$\frac{d}{dt}[i_s]_{abc1} = -\frac{r_1}{L_1}[i_s]_{abc1} + \frac{1}{L_1}[v_s]_{abc1} - \frac{1}{L_1}[S][m]_{abc1}v_{dc1} \quad (2.8a)$$

$$\frac{d}{dt}[i_s]_{abc2} = -\frac{r_2}{L_2}[i_s]_{abc2} + \frac{1}{L_2}[v_s]_{abc2} - \frac{1}{L_2}[S][m]_{abc2}v_{dc2} \quad (2.8b)$$

$$\frac{d}{dt}v_{dc1} = \frac{1}{C_1}[m]_{abc1}^T [i_s]_{abc1} - \frac{1}{R_{eq1}C_1}v_{dc1} + \frac{1}{r_x C_1}v_{dc2} \quad (2.8c)$$

$$\frac{d}{dt}v_{dc2} = \frac{1}{C_2}[m]_{abc2}^T [i_s]_{abc2} - \frac{1}{R_{eq2}C_2}v_{dc2} + \frac{1}{r_x C_2}v_{dc1} \quad (2.8d)$$

### 2.4.3. Modulación SPWM

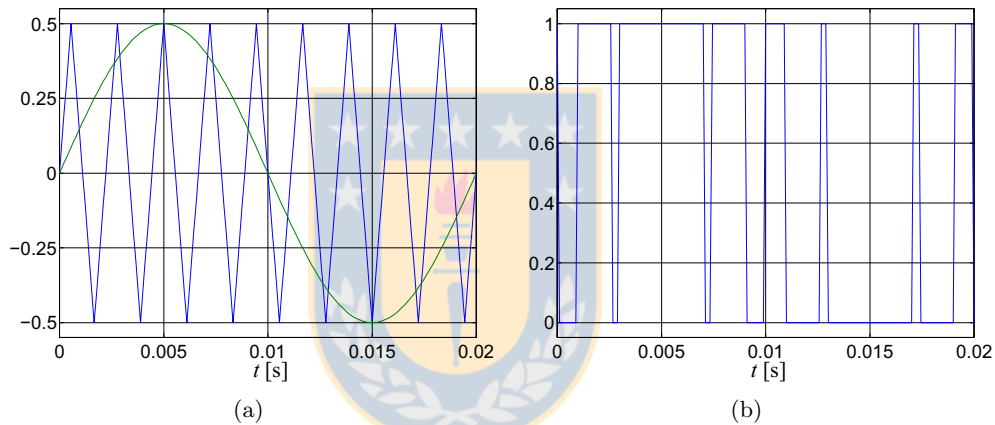
De la ecuación 2.2 se puede ver que las señales que determinan las posiciones de los switches (las entradas del sistema) resultan ser trenes de pulso que toman valores 0 ó 1. La forma en que se generan estos pulsos depende de la técnica de modulación utilizada. Sin embargo existen características comunes a todas las técnicas de modulación, que se traducen en desventajas para los convertidores estáticos [21]. Por ejemplo se puede decir que:

- El incremento drástico de la frecuencia de conmutación se traduce en un mayor estrés para los dispositivos encargados de realizarla.
- La generación de armónicos de alta frecuencia que no existían previamente, da origen a nuevos problemas en el sistema eléctrico y en los equipos conectados a este.

Sin embargo, pese a las desventajas mencionadas, con las técnicas de modulación PWM se consiguen características deseables como son:

- Manipular el espectro de frecuencias de las variables eléctricas
- Realizar un control lineal de la amplitud de los voltajes/corrientes de salida de los convertidores.

En este trabajo, la técnica de modulación utilizada es SPWM, la cual genera una señal moduladora como resultado de comparar una señal triangular con una sinusoidal. A continuación se muestra un ejemplo de las señales mencionadas.



**Fig. 2.5:** Modulación SPWM para  $f_{cn} = 9$ . (a) Comparación entre la señal sinusoidal de control y la portadora triangular. (b) Moduladora resultante.

De la figura 2.5(a) se puede ver que la amplitud de la sinusoidal determina el ancho de los pulsos en la señal 2.5(b), así como el atraso o adelanto de los mismos queda determinado por la fase de la sinusoidal o el corrimiento de la señal triangular. Si se considera que la señal sinusoidal tiene una frecuencia  $f_s$ , la portadora tendrá una frecuencia  $f_c = f_{cn}f_s$ , donde  $f_{cn}$  es un número entero que se denomina *frecuencia normalizada de portadora*. En el caso del CFV utilizado en este trabajo, las señales sinusoidales son tres, una por cada pierna del convertidor, con un desfase de  $120^\circ$  entre si y su frecuencia debe estar sincronizada con la red alterna de alimentación.



## 2.5. Modelación en Ejes dq

Si bien en la sección 2.4 ya se desarrolló un modelo dinámico para el VSC-HVDC, este modelo no es apropiado para las estrategias de control que se pretenden diseñar, debido a la existencia de variables alternas. Por este motivo se realiza un cambio en los ejes de referencia del modelo mediante una transformación que lleva el sistema en ejes abc a ejes sincrónicos dq (ver apéndice A). En este nuevo marco de referencia, se reduce el número de ecuaciones diferenciales y las variables de estado llegan a valores constantes en el estado estacionario, lo que permite utilizar la teoría de control clásico para el diseño de los controladores. Sin embargo, el modelo sigue siendo no lineal y aparecen términos de acoplamiento entre los ejes d y q.

### 2.5.1. Transformación Invariante en Potencia

Suponiendo un sistema trifásico balanceado, la transformación mostrada en la ecuación 2.9 lleva al sistema de ecuaciones en ejes abc a un nuevo marco de referencia rotatorio dq.

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - 2\pi/3) & \sin(\omega t - 4\pi/3) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

donde  $\omega$  es la frecuencia angular a la que está rotando el nuevo sistema de referencia. Nótese que  $TT^T = I$ . Se dice que esta transformación es invariante en potencia ya que por su definición, la potencia calculada en ejes abc resulta ser la misma potencia en ejes dq. En particular si se supone un vector trifásico balanceado,  $x_{abc}$ , se tienen las siguientes relaciones:

$$x_{abc} = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a \sin(\omega t) \\ a \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ a \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{bmatrix}, \quad \text{con } |x_{abc}| = \sqrt{\frac{3}{2}} a \quad (2.10)$$

$$x_{dq} = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = T x_{abc} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} a \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \text{con } |x_{dq}| = \sqrt{\frac{3}{2}} a \quad (2.11)$$

En este nuevo sistema de referencia, el eje d se denomina *eje directo* y el eje q se denomina *eje en cuadratura*. Para una correcta aplicación de esta transformación, se requiere que la frecuencia  $\omega$  a la cual giran los ejes dq sea idéntica (caso ideal) a la frecuencia del sistema trifásico que se quiere transformar. Cuando esta igualdad de frecuencias ocurre con las tensiones de alimentación y la

primera componente de  $T$  está en fase con la fase  $a$ , se dice que la transformación está sincronizada con la red. En este caso, el eje directo contiene a la componente activa de las variables eléctricas transformadas, en tanto que el eje en cuadratura a la componente reactiva.

### 2.5.2. Modelo Matemático

Para el caso del sistema de transmisión VSC-HVDC es necesario aplicar dos transformaciones, cada una sincronizada con la frecuencia angular de la red alterna que corresponda. Aplicando la transformación 2.9 al modelo representado por las ecuaciones 2.8, se obtiene el modelo dinámico 2.12.

$$\frac{d}{dt}i_{sd1} = -\frac{r_1}{L_1}i_{sd1} + \omega_1 i_{sq1} + \frac{1}{L_1}v_{sd1} - \frac{1}{L_1}m_{d1}v_{dc1} \quad (2.12a)$$

$$\frac{d}{dt}i_{sq1} = -\omega_1 i_{sd1} - \frac{r_1}{L_1}i_{sq1} + \frac{1}{L_1}v_{sq1} - \frac{1}{L_1}m_{q1}v_{dc1} \quad (2.12b)$$

$$\frac{d}{dt}i_{sd2} = -\frac{r_2}{L_2}i_{sd2} + \omega_2 i_{sq2} + \frac{1}{L_2}v_{sd2} - \frac{1}{L_2}m_{d2}v_{dc2} \quad (2.12c)$$

$$\frac{d}{dt}i_{sq2} = -\omega_2 i_{sd2} - \frac{r_2}{L_2}i_{sq2} + \frac{1}{L_2}v_{sq2} - \frac{1}{L_2}m_{q2}v_{dc2} \quad (2.12d)$$

$$\frac{d}{dt}v_{dc1} = \frac{1}{C_1}(m_{d1}i_{sd1} + m_{q1}i_{sq1}) - \frac{1}{R_{eq1}C_1}v_{dc1} + \frac{1}{r_x C_1}v_{dc2} \quad (2.12e)$$

$$\frac{d}{dt}v_{dc2} = \frac{1}{C_2}(m_{d2}i_{sd2} + m_{q2}i_{sq2}) - \frac{1}{R_{eq2}C_2}v_{dc2} + \frac{1}{r_x C_2}v_{dc1} \quad (2.12f)$$

donde:

- $\omega_1, \omega_2$  son las frecuencias angulares de las redes AC en [rad/s].
- $i_{sd1}, i_{sd2}$  son la componente  $d$  de las corrientes de alimentación de los convertidores.
- $i_{sq1}, i_{sq2}$  son la componente  $q$  de las corrientes de alimentación de los convertidores.
- $v_{sd1}, v_{sd2}$  son la componente  $d$  de los voltajes de alimentación de los convertidores.
- $v_{sq1}, v_{sq2}$  son la componente  $q$  de los voltajes de alimentación de los convertidores. Al tener las transformaciones sincronizadas con las tensiones de alimentación, estas componentes son cero (ver ecuaciones 2.10 y 2.11).

En este nuevo modelo 2.12 las variables AC de cada convertidor están asociadas a ejes rotatorios dq distintos, dada la característica asíncrona del enlace. Además, por la propia estructura de la transformación y de las señales moduladoras 2.2, se establece una restricción sobre el módulo de las entradas del sistema en ejes dq dada por la siguiente desigualdad:

$$\sqrt{m_{di}^2 + m_{qi}^2} \leq \frac{1}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} \quad \text{con } i = 1, 2 \quad (2.13)$$

La restricción 2.13, describe una región circular en la cual pueden tomar valores las entradas del sistema sin dar origen a la sobremodulación.

Algunas características de interés del sistema de ecuaciones 2.12 son:

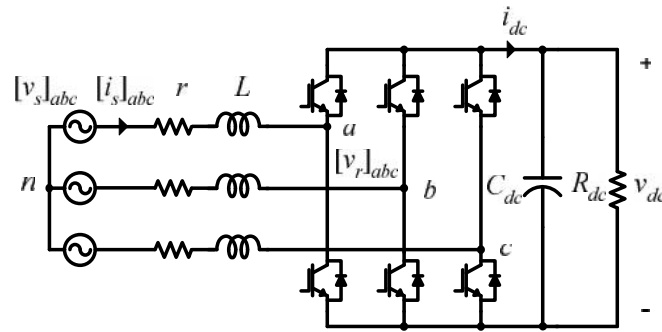
- Existe un acoplamiento cruzado entre las corrientes  $d$  y  $q$  en las parejas de ecuaciones 2.12a-2.12b y 2.12c-2.12d.
- Existen términos no lineales expresados como producto entre las entradas del sistema y las variables de estado de voltaje. Ecuaciones 2.12a, 2.12b, 2.12c y 2.12d.
- Existen términos no lineales expresados como producto entre las entradas del sistema y las variables de estado de corriente. Ecuaciones 2.12e y 2.12f.

## 2.6. Diseño de Componentes Pasivos

Dada una condición nominal de operación, es de interés imponer una cierta característica de contenido armónico en las corrientes AC del convertidor y un determinado ripple de voltaje en la tensión DC, para ello es necesario realizar el diseño de los filtros pasivos del convertidor. Para ambos convertidores, se utilizó la configuración que se muestra en la figura 2.6.

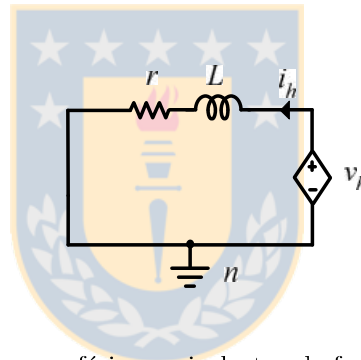
### 2.6.1. Filtro AC

Para diseñar las inductancias de línea, se considera que el convertidor es alimentado por una fuente ideal de voltaje sinusoidal a una frecuencia  $f_s$ [Hz], por lo tanto esta fuente de voltaje puede representarse como un corto-circuito a la frecuencia armónica de diseño  $f_h = h f_{cn} f_s$ [Hz], donde  $h$  es un número entero y  $f_{cn}$  es la frecuencia normalizada de portadora. Por otra parte, a la frecuencia



**Fig. 2.6:** Convertidor fuente de voltaje con carga resistiva, filtro inductivo AC y filtro capacitivo DC.

de diseño, el componente armónico del voltaje reflejado por el convertidor hacia la fase se denomina  $v_h$  y la corriente que produce  $i_h$ . La figura 2.7 muestra el equivalente monofásico utilizado para el diseño:



**Fig. 2.7:** Circuito monofásico equivalente a la frecuencia de diseño  $f_h$ .

Si se considera un nivel constante de voltaje en la puerta DC del convertidor, por ejemplo,  $v_{dc} = 1000[\text{V}]$  y los índices de modulación  $m_d = \frac{1}{4} \sqrt{\frac{3}{2}}$  y  $m_q = 0$ , los voltajes reflejados hacia las fases de los lados AC tienen la forma que se muestra en las figuras 2.8(a), 2.8(b). Los espectros de frecuencia de estas tensiones se muestran en las figuras 2.8(c) (para  $f_{cn} = 21$ ) y 2.8(d) (para  $f_{cn} = 45$ ). Observando estas figuras se decide considerar como armónicos dominantes, para el diseño, a las frecuencias normalizadas  $f_{cn}$ ,  $2f_{cn}$  y  $3f_{cn}$ , que corresponden a las tensiones armónicas  $v_1$ ,  $v_2$  y  $v_3$  respectivamente, según la notación mencionada en el párrafo anterior. Dado que para cada valor de frecuencia armónica de diseño, existen componentes de tensión en frecuencias laterales, se decide tomar el máximo entre estas componentes laterales para representar el valor de  $v_1$ ,  $v_2$  y  $v_3$ .

Ahora, despreciando el valor de la resistencia frente al valor de la impedancia equivalente y aplicando ley de voltajes (circuito de la figura 2.7) para las tensiones armónicas  $v_1$ ,  $v_2$  y  $v_3$  se puede escribir la siguiente relación que determina el valor de la inductancia de línea que limita la suma de

las corrientes armónicas  $i_1$ ,  $i_2$  y  $i_3$  a un 5% del valor de la corriente nominal. La expresión es:

$$L \geq \frac{1}{0,05 i_{s\,nom} 2 \pi f_{cn} f_s} \sqrt{\sum_{h=1}^3 \left(\frac{v_h}{h}\right)^2} = \frac{10}{\pi i_{s\,nom} f_{cn} f_s} \sqrt{v_1^2 + \left(\frac{v_2}{2}\right)^2 + \left(\frac{v_3}{3}\right)^2} \quad (2.14)$$

donde  $i_{s\,nom}$  corresponde al valor de corriente nominal. Bajo el supuesto que el convertidor es ideal, se realiza un balance de potencias que determina la expresión 2.15 para el valor de esta corriente.

$$i_{s\,nom} = \frac{P_{out}}{3v_s} \quad (2.15)$$

Finalmente considerando para ambos convertidores una potencia de diseño  $P_{out} = 5$  [kW], una tensión de alimentación  $v_s = 220$  [Vrms], se obtienen los siguientes valores de inductancias:

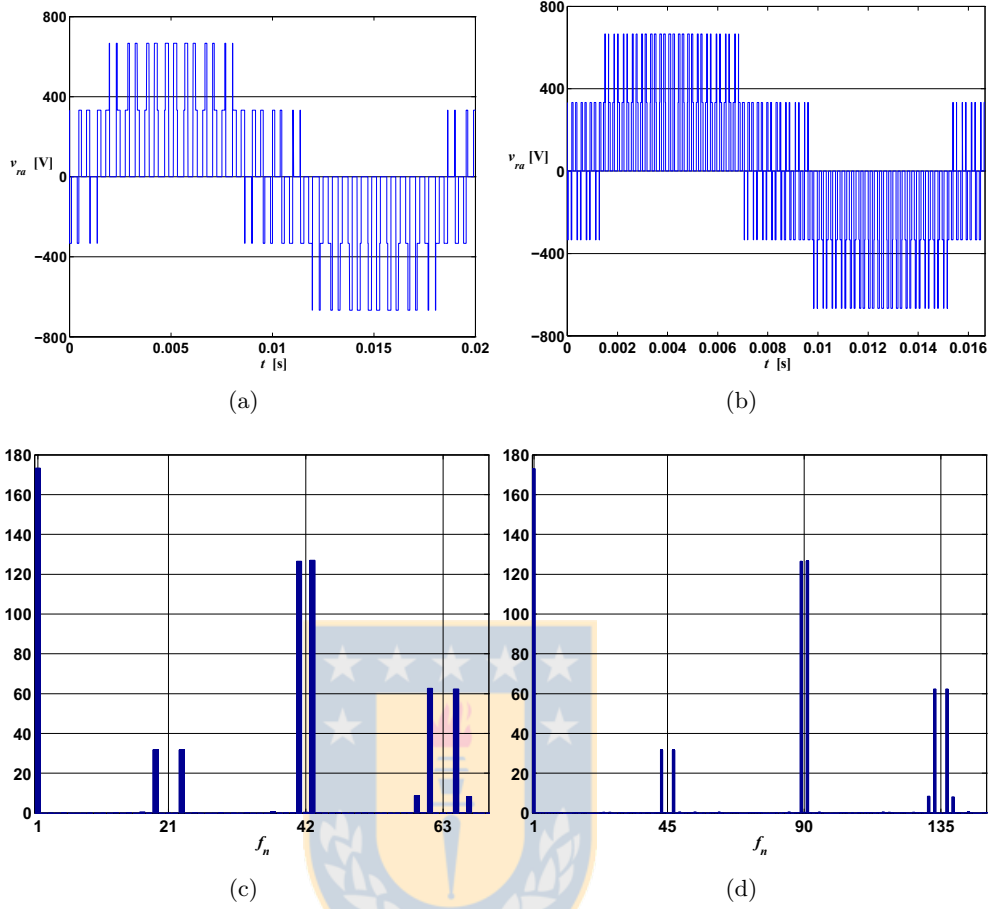
$$L_1 = 30 \text{ [mH]} \quad L_2 = 12 \text{ [mH]}$$

Mediante simulación, es posible verificar la validez del diseño de las inductancias. En las figuras 2.9(a) y 2.9(b) se muestran los resultados obtenidos para cada convertidor operando en la condición nominal para la cual se diseñó.

### 2.6.2. Filtro DC

A diferencia del filtro AC, el diseño de los condensadores del enlace se realizará en el plano del tiempo. El análisis previo al diseño se llevará a cabo sólo para el VSC<sub>1</sub> ya que los resultados obtenidos son válidos para ambos convertidores. La figura 2.10(a) muestra la forma de onda de la corriente rectificadora que se utilizará para el diseño del condensador.

Al observar en detalle la corriente en la figura 2.10(b) se puede asumir que  $i_{dc1}$  se mantiene constante durante el periodo de tiempo  $\Delta t$ , entonces es posible escribir la relación lineal que existe



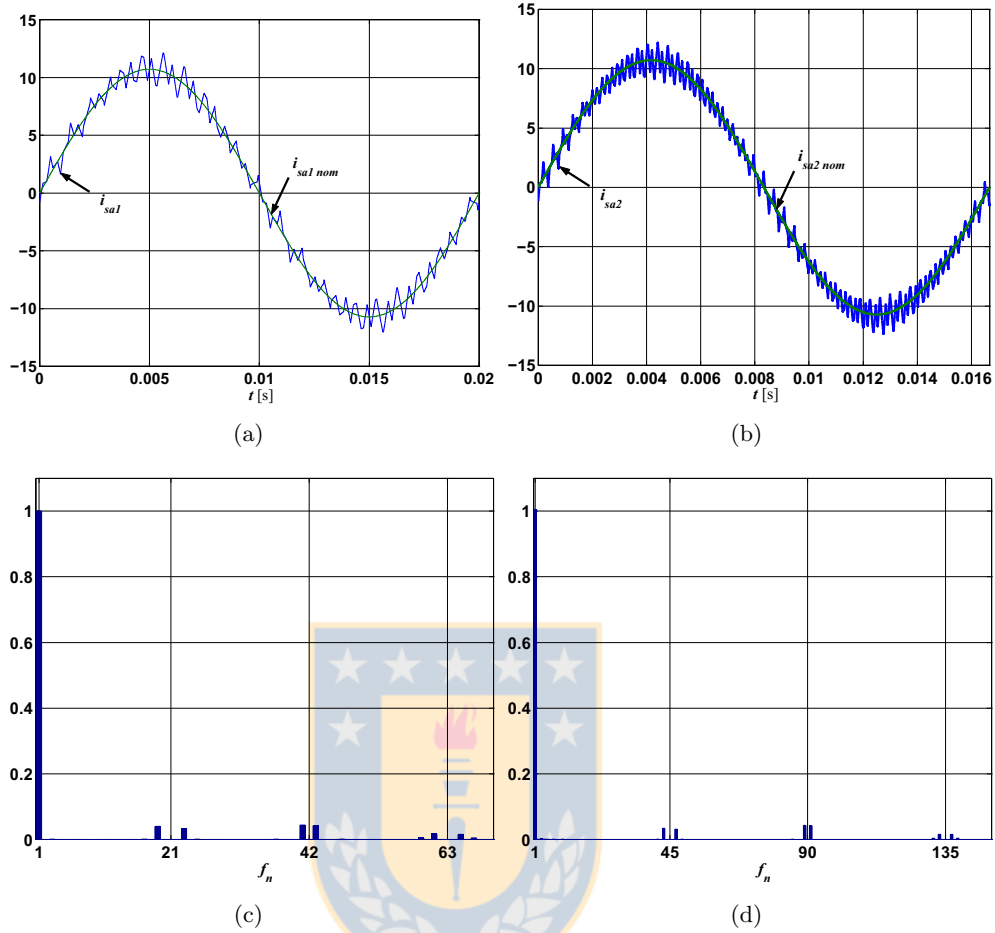
**Fig. 2.8:** Voltajes reflejados por los convertidores hacia la fase de la red de alimentación. (a) Forma de onda  $v_{ra1}$  en un periodo. (b) Forma de onda  $v_{ra2}$  en un periodo. (c) Espectro de frecuencias para  $v_{ra1}$  con  $f_{cn} = 21$ . (d) Espectro de frecuencias para  $v_{ra2}$  con  $f_{cn} = 45$ .

entre la corriente aplicada a un condensador y su voltaje, esta es:

$$C \frac{\Delta v}{\Delta t} = i \quad (2.16)$$

Si se considera que la peor condición de ripple ocurre cuando  $\Delta t = 1/(4 f_{cn} f_s)$  y el máximo valor que la corriente puede tomar es  $i_{dc1} = i_{s \text{ nom peak}}$ , entonces, de acuerdo a 2.16 se puede escribir la relación que determina el valor del condensador para un  $\Delta v$  arbitrario. La ecuación 2.17 muestra la expresión generalizada.

$$C = \frac{i_{s \text{ nom peak}}}{4 f_{cn} f_s \Delta v} \quad (2.17)$$



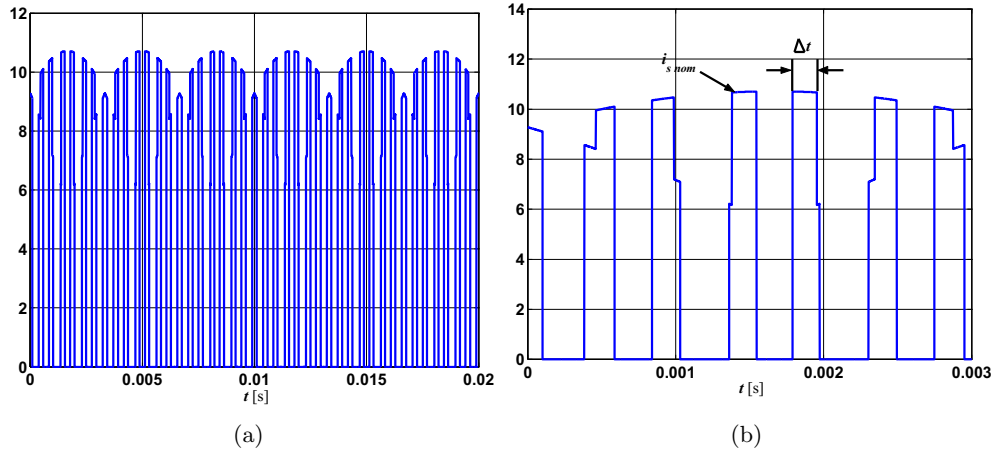
**Fig. 2.9:** Corrientes de línea. (a) Forma de onda  $i_{sa1}$  en un periodo. (b) Forma de onda  $i_{sa2}$  en un periodo. (c) Espectro de frecuencias, en [p.u.], para  $i_{sa1}$  con  $f_{cn} = 21$ . (d) Espectro de frecuencias, en [p.u.], para  $i_{sa2}$  con  $f_{cn} = 45$ .

Fijando un ripple de voltaje para ambos convertidores de 2.5[V], se obtienen los siguientes valores para los condensadores:

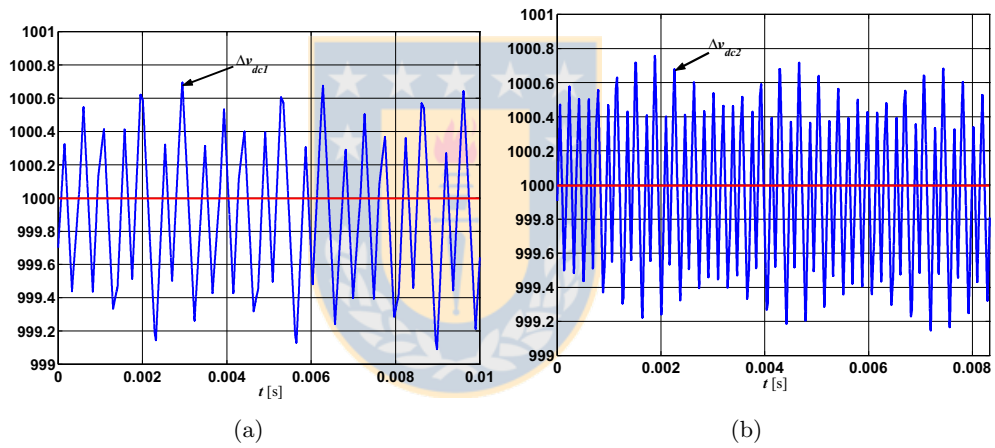
$$C_1 = 1000 [\mu\text{F}] \quad C_2 = 400 [\mu\text{F}]$$

Mediante simulación, es posible verificar la validez del diseño de los condensadores. En las figuras 2.11(a) y 2.11(b) se muestran los resultados obtenidos para cada convertidor operando en la condición nominal para la cual se diseñó.

Finalmente, todos los valores obtenidos del diseño de los componentes pasivos del sistema y los valores asumidos se resumen en las tablas 2.2, 2.3, 2.4.



**Fig. 2.10:** Corriente rectificada por VSC<sub>1</sub>. (a) Forma de onda  $i_{dc1}$  [A] en un periodo. (b) Parámetros que determinan el ripple de voltaje DC.



**Fig. 2.11:** Voltajes de la salida DC de cada convertidor. (a) Ripple de voltaje para  $v_{dc1}$  [V]. (b) Ripple de voltaje para  $v_{dc2}$  [V].

**Tabla 2.2:** Parámetros de diseño para el VSC<sub>1</sub>

Parámetro	Valor
$v_{s1}$	220[V <sub>rms</sub> ], 50[Hz]
$P_{out1}$	5[kW]
$V_{dc1}$	1000[V]
$L_1, r_1$	30[mH], 50[mΩ]
$C_1$	1000[μF]
$R_{dc1}$	100[kΩ]
$f_{cn1}$	21



**Tabla 2.3:** Parámetros de diseño para el VSC<sub>2</sub>

Parámetro	Valor
$v_{s2}$	220[V <sub>rms</sub> ], 60[Hz]
$P_{out2}$	5[kW]
$V_{dc2}$	1000[V]
$L_2, r_2$	12[mH], 50[mΩ]
$C_2$	400[μF]
$R_{dc2}$	100[kΩ]
$f_{cn2}$	45

**Tabla 2.4:** Parámetro del enlace DC

Parámetro	Valor
$r_x$	10[Ω]

## 2.7. Estrategia de Operación

A continuación se presentan los requerimientos básicos para la adecuada operación del sistema propuesto, los que serán profundizados en el capítulo cuatro.

- **Mantener el voltaje de enlace constante:** Debido a la topología propuesta se controlará sólo una de las tensiones  $v_{dc1}$  o  $v_{dc2}$ , por lo tanto la variable que quede sin control será definida por las condiciones de operación del sistema.
- **Transmitir una cantidad dada de potencia activa  $P$ :** Debe ser posible la transmisión de potencia activa de una red AC a otra. Aparentemente, si un convertidor regula la tensión DC el otro debiera utilizarse para controlar  $P$ .
- **Definir un factor de potencia de operación en ambos convertidores:** Se demostrará que el modelo redunda en un sistema de cuatro entradas. Dos se ocupan para controlar el voltaje DC y el flujo de potencia activa  $P$ , por lo que las otras dos podrían ocuparse para controlar el factor de potencia de cada convertidor.

## 2.8. Discusión y Conclusiones

En este capítulo se presentó la topología de transmisión de potencia basada en VSC de dos niveles, se desarrolló el modelo en ejes abc con conmutación y posteriormente el modelo en ejes dq. Este último modelo es de gran importancia debido a las ventajas que presenta en cuanto a la

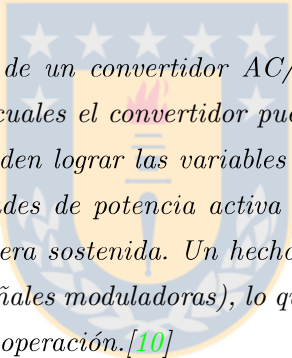
representación de las variables de estado del sistema tanto para efectos de análisis como para el posterior diseño de una estrategia de control, sin embargo la validez de este modelo está sujeta a un valor mínimo de frecuencia de conmutación pues sobre este valor se cumple que las componentes fundamentales de las formas de onda pulsantes del convertidor son similares a las variables alternas del modelo. Además, se destaca el hecho de que en este modelo las entradas están acotadas a una cierta región, pues esta característica será de gran importancia para el análisis de las regiones de operación del sistema.

También se realizó el diseño de los componentes pasivos de los filtros AC y DC del sistema. En el caso de los filtros AC para ambos convertidores, el diseño se basó analizando el espectro de los voltajes reflejados por el VSC hacia la red y utilizando un criterio de acotar el efecto total de los armónicos de corriente dominantes. Por otro lado, el diseño de los condensadores se basó en el criterio de acotar el ripple de voltaje en el bus DC. Cada convertidor se diseñó por separado bajo las mismas condiciones nominales de operación. Los análisis y diseños desarrollados fueron ilustrados mediante simulación.



## Capítulo 3

# Regiones de Operación en Lazo Abierto



*La región de operación de un convertidor AC/DC se define como el conjunto de puntos de equilibrio en los cuales el convertidor puede trabajar, es decir, los valores en estado estacionario que pueden lograr las variables de estado. Los puntos de operación también definen las cantidades de potencia activa y reactiva que el convertidor puede entregar o absorber de manera sostenida. Un hecho importante es la restricción de las entradas del convertidor (señales moduladoras), lo que implica la existencia de contornos límites para las regiones de operación.[10]*

### 3.1. Introducción

Una región de operación es la representación gráfica de todos los puntos de equilibrio de un convertidor, cuya frontera está determinada por las restricciones impuestas a los índices de modulación. Para el caso de un sólo convertidor analizado en forma aislada, el estudio se puede realizar para una carga pasiva o una carga activa y considerando o no la sobremodulación. En el caso del sistema de transmisión de potencia HVDC, se tienen dos convertidores conectados a través de un enlace DC, por lo tanto el problema de determinar las regiones de operación del sistema completo se reduce a estudiar la interacción que se produce entre las condiciones de operación de cada uno de los convertidores. Bajo esta perspectiva y debido a la gran cantidad de variables de estado, el problema se debe acotar imponiendo un régimen de operación a un convertidor y estudiar que sucede con el resto de las variables del sistema. Específicamente, se estudiará el caso en el cual se impone una

condición de operación para VSC<sub>1</sub>, que será considerado como el convertidor encargado de regular la tensión del enlace,  $v_{dc1}$ .

### 3.2. Regiones de Operación en Lazo Abierto

Matemáticamente, el modelo del sistema HVDC presentado en las ecuaciones 2.12 puede ser escrito en la forma:

$$\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}, m_{d1}, m_{q1}, m_{d2}, m_{q2}, v_{sd1}, v_{sd2}) \quad (3.1)$$

donde  $\mathbf{x}$  es el vector de estados  $\mathbf{x} = [i_{sd1}, i_{sq1}, i_{sd2}, i_{sq2}, v_{dc1}, v_{dc2}]^T$ ,  $m_{dqi}$  son las entradas del sistema y  $v_{sdi}$  son perturbaciones (tensiones de red).

Para la apropiada operación del sistema, la tensión del enlace debe mantenerse constante. En esta configuración, se escoge mantener  $v_{dc1}$  constante y  $v_{dc2}$  quedará entonces definido por las condiciones de operación restantes. Por lo tanto, se impone un voltaje  $v_{dc1}$  constante en el enlace DC, además de imponer el factor de potencia hacia el lado trifásico del convertidor 1. Lo anterior establece que:

$$v_{dc1} = V_{dc1}^{cte} \wedge i_{sq1} = I_{sq1}^{cte} \quad (3.2)$$

Entonces, la región de operación será el conjunto de variables de estado

$$\mathbf{X} = [I_{sd1}, I_{sq1}^{cte}, I_{sd2}, I_{sq2}, V_{dc1}^{cte}, V_{dc2}]^T$$

tal que se cumple:

$$\dot{\mathbf{x}}|_{\mathbf{x}=\mathbf{X}} = f(\mathbf{X}, M_{d1}, M_{q1}, M_{d2}, M_{q2}, V_{sd1}, V_{sd2}) = 0 \quad (3.3)$$

Como indicado anteriormente, las regiones de operación están limitadas por las restricciones impuestas sobre las señales moduladoras de los convertidores. Para el caso del modelo representado por las ecuaciones 2.12, que se obtuvo de aplicar la transformación descrita en la ecuación 2.9, se

obtuvo que la restricción sobre las entradas del sistema es:

$$\sqrt{m_{di}^2 + m_{qi}^2} \leq \frac{1}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} \quad \text{con } i = 1, 2 \quad (3.4)$$

con esta restricción se cumplen los requerimientos para evitar la sobremodulación de las señales mencionadas en la sección 2.4.3. Además existe una restricción propia de la topología fuente de voltaje relacionada con el rango de voltaje DC que puede proveer en el enlace, esta es:

$$0 < \sqrt{3} V_{sdi} < V_{dci} \quad \text{con } i = 1, 2 \quad (3.5)$$

Fijando las variables del convertidor VSC<sub>1</sub> según las condiciones 3.2 y 3.5, es posible definir las siguientes expresiones para las restantes variables de estado del sistema.

$$I_{sd1} = \frac{I_{sq1}^{cte} r_1 + M_{q1} V_{dc1}^{cte}}{\omega_1 L_1} \quad (3.6a)$$

$$V_{dc2} = r_x \left[ \frac{V_{dc1}^{cte}}{R_{eq1}} - (M_{d1} I_{sd1} + M_{q1} I_{sq1}^{cte}) \right] \quad (3.6b)$$

$$I_{sd2} = \frac{r_2 (V_{sd2} - M_{d2} V_{dc2}) - \omega_2 L_2 M_{q2} V_{dc2}}{r_2^2 + \omega_2^2 L_2^2} \quad (3.6c)$$

$$I_{sq2} = - \frac{\omega_2 L_2 (V_{sd2} - M_{d2} V_{dc2}) + r_2 M_{q2} V_{dc2}}{r_2^2 + \omega_2^2 L_2^2} \quad (3.6d)$$

Además, del desarrollo de las ecuaciones anteriores surgen dos restricciones adicionales para las entradas del sistema, éstas son:

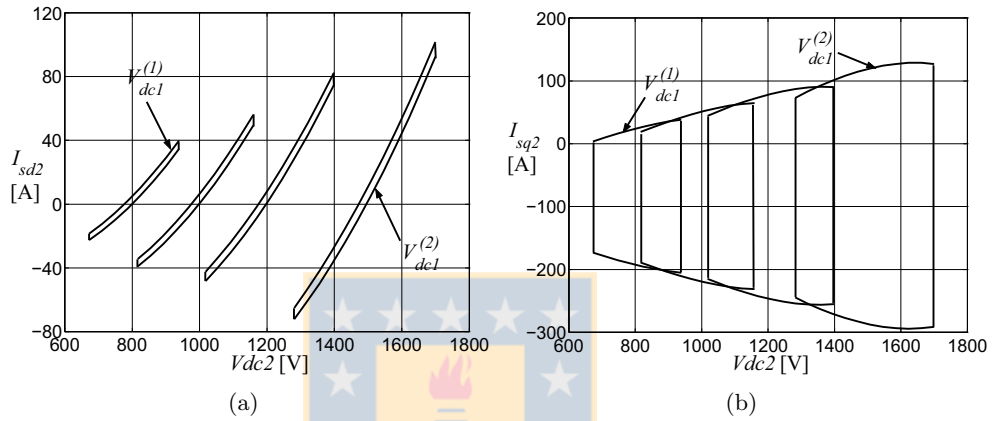
$$M_{q1} = - \frac{I_{sq1}^{cte} (r_1^2 + \omega_1^2 L_1^2) + \omega_1 L_1 (V_{sd1} - M_{d1} V_{dc1}^{cte})}{r_1 V_{dc1}^{cte}} \quad (3.7a)$$

$$M_{q2} = \frac{M_{d2} [r_2 (V_{sd2} - M_{d2} V_{dc2}) - \omega_2 L_2 M_{q2} V_{dc2}] - (r_2^2 + \omega_2^2 L_2^2) \left( \frac{V_{dc2}}{R_{eq2}} - \frac{V_{dc1}^{cte}}{r_x} \right)}{\omega_2 L_2 (V_{sd2} - M_{d2} V_{dc2}) + r_2 M_{q2} V_{dc2}} \quad (3.7b)$$

Ahora, con las expresiones 2.13-3.7 es posible generar las regiones de operación del sistema, las que están parametrizadas en función de las variables  $v_{dc1} = V_{dc1}^{cte}$  e  $i_{sq1} = I_{sq1}^{cte}$ .

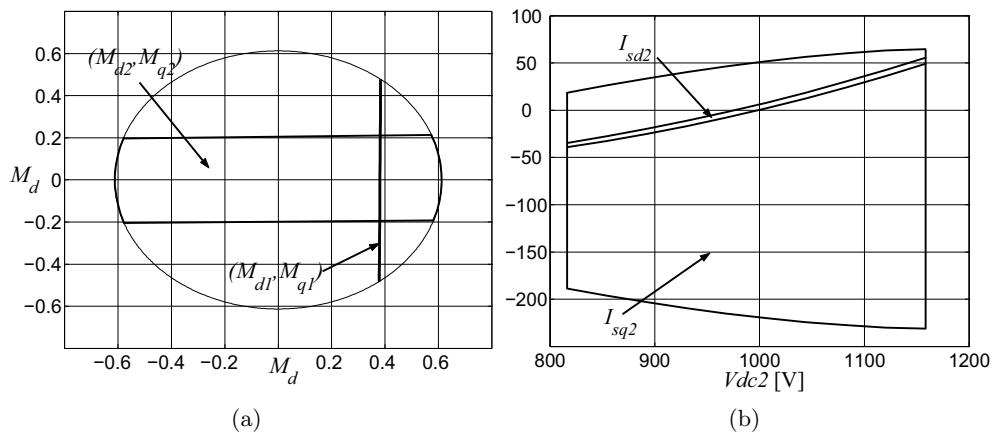
### 3.3. Resultados

Para ilustrar los resultados de las regiones de operación, se mantiene en cero la corriente reactiva  $I_{sq1}$  y se grafican las regiones del sistema, parametrizadas en valores de la tensión de enlace  $V_{dc1}$ . Los resultados (figura 3.1) muestran las distintas regiones de operación que se obtienen según la condición de operación que se impone para el convertidor VSC<sub>1</sub>. En ambas figuras 3.1(a) y 3.1(b) se muestran los contornos para las regiones de operación.



**Fig. 3.1:** Regiones de operación del sistema parametrizadas en valores de  $V_{dc1}$  y manteniendo constante  $I_{sq1} = 0$ [A], en función del rango permitido de voltaje  $V_{dc2}$ . Valores extremos  $V_{dc1}^{(1)} = 800$  y  $V_{dc1}^{(2)} = 1500$ . (a) Regiones de operación para  $I_{sd2}$ . (b) Regiones de operación para  $I_{sq2}$ .

De las figuras anteriores, es posible determinar las regiones válidas para el caso particular  $V_{dc1} = 1000$ [V] e  $I_{sq1} = 0$ [A]. La figura 3.2 muestran las regiones de operación para la condición especificada.



**Fig. 3.2:** Regiones de operación del sistema para la condición  $V_{dc1} = 1000$ [V] e  $I_{sq1} = 0$ [A]. (a) Índices de modulación,  $M_{di}$ ,  $M_{qi}$ . (b) Corriente directa  $I_{d2}$ [A] y corriente en cuadratura  $I_{q2}$ [A], en función del rango permitido de voltaje  $V_{dc2}$ [V].

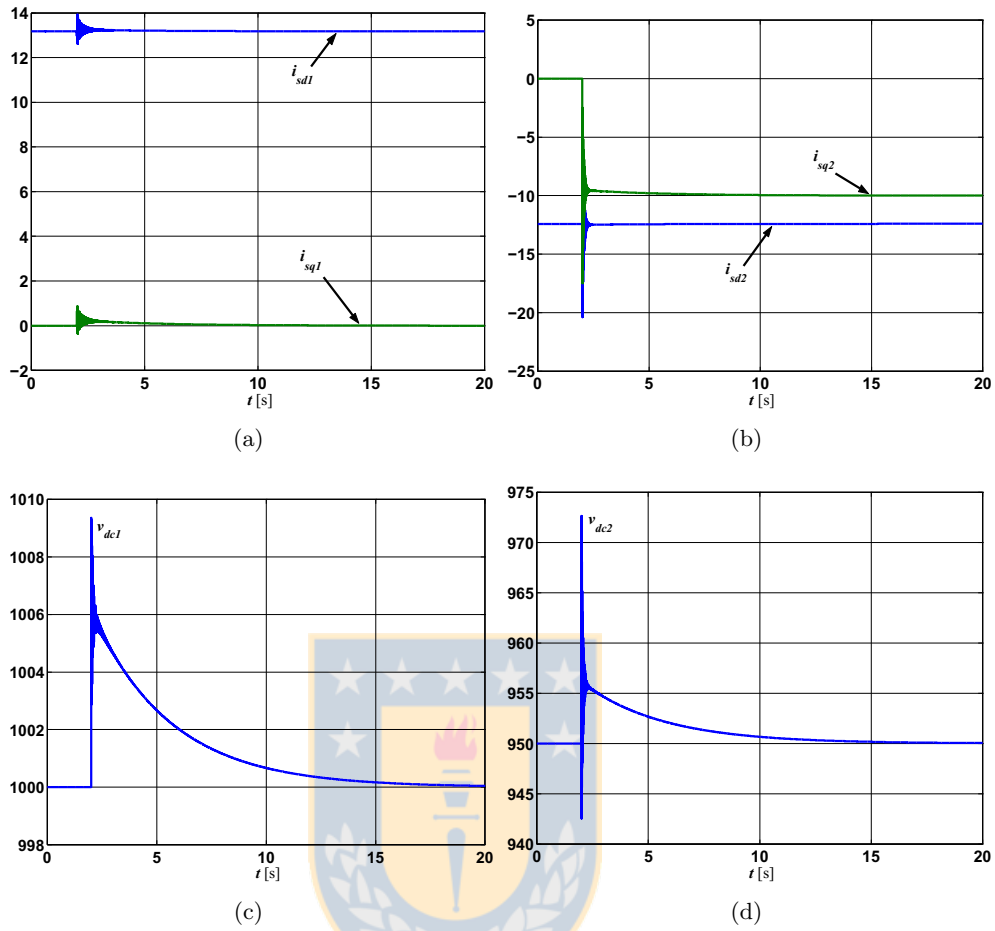
La figura 3.2(a) muestra los espacios acotados para las entradas de los convertidores, que en el caso de las entradas  $m_{d1}$  y  $m_{q1}$  corresponde a una trayectoria, debido a las condiciones impuestas para VSC<sub>1</sub>. En el caso de las entradas  $m_{d2}$  y  $m_{q2}$  el espacio de operación corresponde a una región, debido a que las variables de estado asociadas al VSC<sub>2</sub> presentan restricciones menos estrictas.

La figura 3.2(b) muestra las regiones de operación para las corrientes  $I_{sd2}$  e  $I_{sq2}$  en función de un cierto valor de voltaje  $V_{dc2}$ . A su vez, este nivel de voltaje determina la cantidad de potencia transmitida por el enlace, pues el valor de  $V_{dc1}$  esta fijo y se asume conocido el valor de la resistencia  $r_x$ , luego es posible calcular el valor de la corriente transmitida en el enlace,  $i_x$ , y así determinar el nivel de potencia transmitido. Entonces de esta figura es posible determinar, para una cierta cantidad de potencia transmitida, cual es el rango de compensación de corriente reactiva que posee el convertidor VSC<sub>2</sub>.

Para ilustrar en forma dinámica los resultados obtenidos con respecto a las regiones de operación en estado estacionario para el sistema HVDC, se realizan pruebas sobre el modelo dq del sistema en lazo abierto. Se utilizaron los parámetros diseñados en la sección 2.6. En la figura 3.3, se muestran en forma dinámica los cambios de punto de operación que pertenecen a las regiones mostradas en la figura 3.2.

### 3.4. Discusión y Conclusiones

En base al modelo obtenido en 2.5.2 se determinaron las regiones de operación del sistema completo en lazo abierto. Esto hace posible el estudio de las capacidades del sistema en cuanto a la transmisión de potencia activa y la compensación de reactivos entre los dos sistemas alternos a los cuales se encuentra conectado, considerando la dependencia entre sus variables eléctricas producto de estar conectados por un enlace DC común. Se realizó una simulación en lazo abierto del sistema para comprobar, en forma dinámica, el desplazamiento del sistema de un punto de operación a otro. Se verifica que mientras las entradas se mantengan dentro de los espacios acotados determinados previamente, las variables de estado del sistema HVDC se mantendrán dentro de las regiones de operación en el estado estacionario. Además, mediante la observación de las gráficas de estas simulaciones, es posible advertir sobre el acoplamiento existente entre las corrientes en eje directo y en cuadratura, también, quedan en evidencia las dinámicas propias del sistema. Para completar estos análisis basados en las regiones de operación, quedaría por estudiar acerca de la estabilidad de los puntos de operación obtenidos para el sistema y realizar un análisis similar al hecho en [11] acerca de las regiones de operación del sistema con control en lazo cerrado, lo cual no



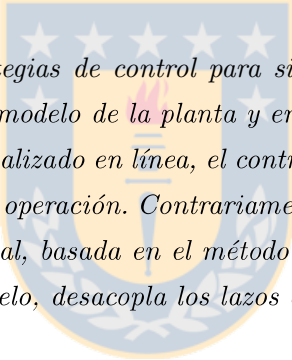
**Fig. 3.3:** Cambio de punto de operación para la condición  $V_{dc1} = 1000$ [V],  $I_{q1} = 0$ [A] y  $V_{dc2} = 950$ [V]. Respuestas a cambio escalón en  $m_{d2}$  de 0.40176 a 0.35414 en  $t = 2$ [s] y cambio escalón en  $m_{q2}$  de 0.05915 a 0.05962 en  $t = 2$ [s]. (a) Corrientes  $i_{d1}$ [A] e  $i_{q1}$ [A]. (b) Corrientes  $i_{d2}$ [A] e  $i_{q2}$ [A]. (c) Voltaje  $v_{dc1}$ [V]. (d) Voltaje  $v_{dc2}$ [V].

se realizará en este trabajo.



## Capítulo 4

# Control Basado en Linealización Entrada-Salida



*Gran parte de las estrategias de control para sistemas no lineales se han enfocado en la linealización local del modelo de la planta y en el diseño de controladores lineales, además, si el modelo es actualizado en línea, el controlador debiera operar correctamente sobre un rango de puntos de operación. Contrariamente, en este capítulo se presenta una estrategia de control no lineal, basada en el método de linealización entrada-salida, que además de linealizar el modelo, desacopla los lazos de control.*

### 4.1. Introducción

Como ya se ha comentado anteriormente, los avances tecnológicos que se han logrado durante la última década en relación a los dispositivos de electrónica de potencia, han motivado el estudio y desarrollo de los convertidores PWM y de nuevas topologías de potencia en las cuales se integran estos equipos. Este es el caso de los sistemas de transmisión HVDC basados en convertidores fuente de voltaje. Una parte de los estudios realizados sobre estos nuevos sistemas de transmisión se basan en aprovechar las estrategias de control diseñadas para los VSC y en base a estas desarrollar sistemas de control que cumplan con los requerimientos de los sistemas de transmisión HVDC. Por lo tanto, antes de comenzar con los sistemas VSC-HVDC, es necesario realizar una breve revisión sobre el control de convertidores fuente de voltaje.

Para un convertidor modelado en el sistema sincrónico de coordenadas  $dq$ , los objetivos de

control de entregar o demandar una cierta cantidad de corriente reactiva y mantener un voltaje DC regulado, se traducen en fijar a un nivel constante el valor de las componentes en cuadratura y directa de las corrientes trifásicas, respectivamente. Es decir, el problema de seguimiento de una señal sinusoidal en el plano de los ejes reales, se convierte en un problema de regulación en el plano de los ejes sincrónicos. Tomando en cuenta la gran ventaja que esto significa, es que muchas de las estrategias de control propuestas en la literatura científica se han desarrollado bajo este contexto. Sin embargo, muchos de los diseños realizados para los VSC se basan en condiciones asumidas ideales, por ejemplo un gran condensador DC que permite obviar la dinámica asociada a la variable de voltaje o también se asumen modelos linealizados de la planta en torno a un punto de operación, con lo que el desempeño del controlador se ve restringido a un reducido rango de operación en el cual se mantienen válidas las especificaciones del diseño. Lo anterior se contrapone al hecho fundamental de que el sistema de ecuaciones dinámicas que representan al VSC es de naturaleza no lineal, puesto que ya se mostró en la sección 2.5.2 que las entradas multiplican a las variables de estado. Luego, para sobrellevar este hecho, es necesario abordar el problema mediante técnicas no lineales de control.

La teoría de control no lineal [17][18] ha experimentado grandes avances en las dos últimas décadas gracias a la aplicación de los conceptos de la geometría diferencial, considerada como una herramienta matemática esencial para el estudio de las propiedades estructurales de los sistemas no lineales. La gran ventaja que ofrecen estas técnicas no lineales, es que hacen posible encontrar una ley de control realimentado que linealiza y desacopla un sistema MIMO no lineal, para luego cerrar los lazos utilizando controladores lineales. Claro está que la aplicabilidad de estas técnicas queda sujeta a ciertas condiciones geométricas que debe cumplir el modelo, las que deben ser probadas. Por otro lado, el modelo lineal que se obtiene en lazo cerrado permite la aplicación de toda la teoría de control desarrollada para sistemas lineales, donde una simple sintonización de los controladores logra excelentes desempeños transientes y estacionarios de las variables controladas.

## 4.2. Estrategia de Control

Antes de presentar la estrategia propuesta para el control del sistema HVDC, se comentarán algunos trabajos de la referencia bibliográfica para tomar una perspectiva frente al tema.

En el trabajo realizado por Farag *et al* [12], la estrategia de control se enfoca hacia el objetivo de lograr un sistema robusto en base al diseño de los controladores vía el método  $H_2$ . Para lo anterior, se asume una red alterna con una impedancia variable dentro de un rango conocido,

o al menos estimado, lo cual da origen a un modelo con un cierto grado de incertidumbre. A pesar de que el sistema de control resulta ser robusto, su desempeño se ve deteriorado puesto que los controladores se han diseñado para el peor caso. Esto quiere decir que bajo una determinada condición de operación, los controladores robustos tienden a ser más conservadores en sus acciones de control que un controlador diseñado para esa condición particular. Además de lo anterior, en la etapa de diseño se utilizó un modelo linealizado del convertidor y el control final se realiza sólo sobre un convertidor para evaluar su comportamiento hacia el lado AC, es decir no se considera el modelo completo del sistema que involucra dos convertidores. Con esto último, se están ignorando los efectos de la interacción entre ambos convertidores a través del enlace DC, además de evadir las no linealidades intrínsecas del sistema.

En el trabajo presentado por Durrant *et al* [22], se presenta un modelo no lineal más completo que el modelo del VSC utilizado normalmente, en este nuevo modelo se incluyen las dinámicas de un sistema PLL que ayuda a corregir el comportamiento del modelo, el cual bajo ciertas condiciones de impedancia AC se aleja del comportamiento real del VSC. A pesar de que este enfoque dista un poco del problema planteado en esta Memoria de Título, vale la pena resaltar que en este caso, en el cual se obtiene un modelo con más términos no lineales, se recurre nuevamente a la linealización del modelo en torno a un punto de operación y además se asume un voltaje DC constante, es decir, no se considera esta variable como un estado del sistema.

Finalmente, en una serie de trabajos desarrollados por Zhang *et al*, se abordan los temas de modelación y control de un sistema VSC-HVDC. En un primer trabajo [13], se propone un modelo basado en las componentes de frecuencia fundamental del sistema, es decir, sin considerar la frecuencia de conmutación de los switches. Posteriormente, en [14] se propone una estrategia de control basada en el supuesto de tener un voltaje DC constante (nuevamente se desprecia el efecto de esta dinámica), bajo este contexto se desarrolla un sistema de control lineal en base a controladores tipo PI. Finalmente, en [15] se aborda el problema de control mediante una estrategia no lineal basada en el modelo en estado estacionario de la planta.

La estrategia de control propuesta en este trabajo está basada en la técnica de linealización entrada-salida. Como ya se ha dicho anteriormente, esta técnica se fundamenta en un conjunto de herramientas matemáticas de la geometría diferencial, lo que permite realizar un riguroso y metódico desarrollo de las leyes de control. Además, el modelo utilizado representa al sistema completo, esto quiere decir, los dos convertidores con sus dinámicas principales e incluida la interacción que se produce entre ambos mediante el enlace DC. Finalmente se debe acotar que los controladores lineales utilizados en este trabajo fueron desarrollados para convertidores trifásicos fuente de corriente y fuente de voltaje en [4]. Estos no son los tradicionales controladores PI y además presentan

características que resultan prácticas para la etapa de diseño.

En el sistema HVDC propuesto en esta Memoria de Título, representado por el modelo 2.12, es de interés controlar el nivel de tensión en el enlace DC, la potencia activa que es transmitida a través del enlace y la potencia reactiva que el sistema es capaz de compensar hacia ambos lados alternos. Puesto que a través del enlace DC no se transmite potencia reactiva, es evidente que la compensación de reactivos hacia cada lado alterno del sistema se atribuye exclusivamente al convertidor correspondiente a cada lado AC. Luego, sólo queda por definir cual será el convertidor encargado de controlar el nivel de tensión en el enlace (a través de la regulación de su propio voltaje DC) y cual será el encargado de controlar el flujo de potencia activa (a través de la regulación del flujo de potencia activa en su lado alterno). Esta decisión es arbitraria, puesto que en este caso, ambos convertidores pueden realizar cualquiera de las dos tareas. En este caso se ha escogido al convertidor VSC<sub>1</sub> para regular la tensión del enlace y se ha dejado al convertidor VSC<sub>2</sub> la tarea de controlar el flujo de potencia activa. Las salidas de interés se han definido como:

- La tensión de enlace del convertidor VSC<sub>1</sub>,  $v_{dc1}$ .
- El flujo de potencia activa en la Red<sub>2</sub>,  $P$ .
- La potencia reactiva compensada hacia la Red<sub>1</sub>,  $Q_1$ .
- La potencia reactiva compensada hacia la Red<sub>2</sub>,  $Q_2$ .

Para simplificar la estrategia de control, es necesario encontrar una relación lineal entre las cantidades de potencia y las variables de estado del sistema. Se sabe que en una red trifásica representada en el sistema sincrónico de coordenadas, la potencia activa y reactiva se representan de la siguiente manera respectivamente:

$$P = v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq} \qquad Q = v_{sd} i_{sq} + v_{sq} i_{sd}$$

Por lo tanto, bajo el supuesto que las transformaciones abc-dq mantienen perfecto sincronismo con sus correspondientes redes alternas y asumiendo que las tensiones de alimentación se mantienen constantes en amplitud (ver Apéndice A), es posible establecer las siguientes relaciones lineales entre las salidas de potencia y las variables de estado del sistema:

$$P = V_{sd2} i_{sd2} \qquad Q_1 = V_{sd1} i_{sq1} \qquad Q_2 = V_{sd2} i_{sq2}$$

Dado que al aplicar la técnica de linealización entrada-salida considerando las tensiones DC como salidas se obtiene un sistema cuyas dinámicas internas son inestables (Lee [20]), se propone realizar en primer lugar, un control de las corrientes del sistema  $i_{sd1}$ ,  $i_{sq1}$ ,  $i_{sd2}$ ,  $i_{sq2}$  y posteriormente el control del voltaje  $v_{dc1}$ . Para el lazo de voltaje se propone una configuración maestro-esclavo, siendo el lazo interno el de la corriente  $i_{sd1}$ . En la figura 4.1 se muestra un esquema básico de la estrategia de control propuesta.

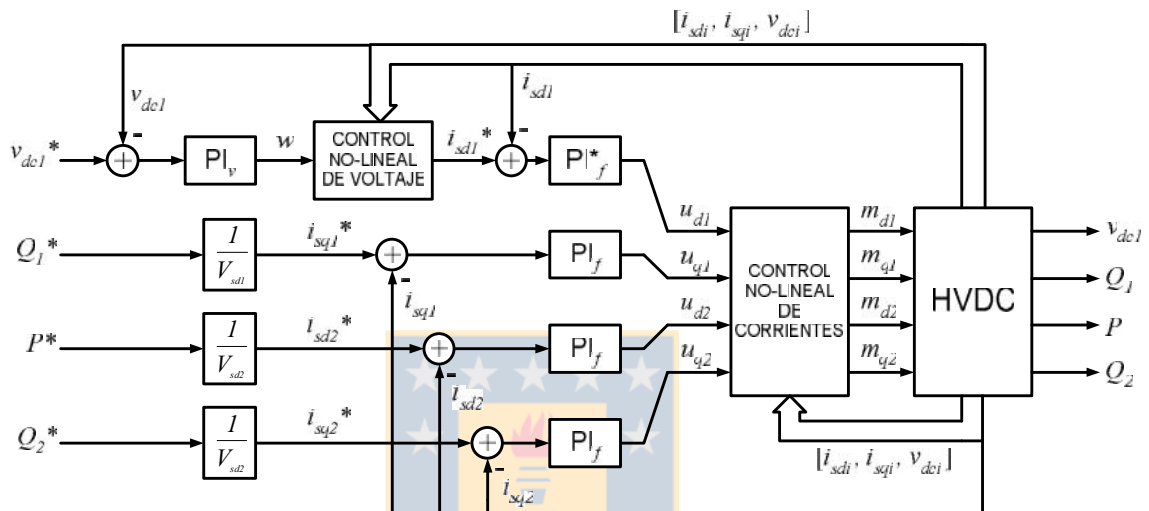


Fig. 4.1: Esquema de la estrategia de control propuesta para el sistema HVDC.

### 4.3. Método de Control

Antes de aplicar la técnica de linealización entrada-salida al sistema propuesto, se describirá brevemente la versión de este método para sistemas multivariables. Un profundo análisis y un desarrollo más completo de esta teoría puede encontrarse en [18] y [17].

#### 4.3.1. Linealización Entrada-Salida para Sistemas MIMO

Considerar el siguiente sistema multivariable con igual número de entradas y salidas, es decir, un sistema cuadrado de la forma:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}_1(\mathbf{x}) u_1 + \cdots + \mathbf{g}_i(\mathbf{x}) u_i + \cdots + \mathbf{g}_m(\mathbf{x}) u_m \quad (4.1a)$$

$$y_1 = h_1(\mathbf{x}) \quad (4.1b)$$

$$\vdots$$

$$y_j = h_j(\mathbf{x}) \quad (4.1c)$$

$$\vdots$$

$$y_m = h_m(\mathbf{x}) \quad (4.1d)$$

donde  $\mathbf{x}$  es el vector de estado,  $u_i$  son las entradas de control,  $y_j$  son las salidas,  $\mathbf{f}$  y  $\mathbf{g}_i$  son campos vectoriales suaves y  $h_j$  son funciones escalares suaves. Escribiendo el sistema 4.1 en forma matricial, resulta la forma canónica

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{G}(\mathbf{x}) \mathbf{u} \quad (4.2a)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}) \quad (4.2b)$$

Una forma de obtener la linealización entrada-salida es derivar las salidas del sistema,  $y_j$ , hasta que aparezca explícitamente alguna de las entradas de control. Derivando una vez, se tiene la

expresión

$$\dot{y}_j = L_{\mathbf{f}}h_j + \sum_{i=1}^m (L_{\mathbf{g}_i}h_j) u_i \quad (4.3)$$

donde  $L_{\mathbf{f}}h_j$  y  $L_{\mathbf{g}_i}h_j$  corresponden a las derivadas *Lie* de  $h_j(\mathbf{x})$  con respecto a los campos vectoriales  $\mathbf{f}(\mathbf{x})$  y a  $\mathbf{g}_i(\mathbf{x})$  respectivamente. Si en la expresión 4.3 se tiene que  $L_{\mathbf{g}_i}h_j = 0$  para todo  $i$ , entonces las entradas de control no aparecerán y se tendrá que derivar nuevamente. Asumiendo que  $r_j$  es el menor entero tal que al menos una de las entradas de control,  $u_i$ , aparece en  $y_j^{(r_j)}$ , es posible escribir la expresión

$$y_j^{(r_j)} = L_{\mathbf{f}}^{r_j}h_j + \sum_{i=1}^m L_{\mathbf{g}_i}L_{\mathbf{f}}^{r_j-1}h_j u_i \quad \text{con } j = 1 \dots m \quad (4.4)$$

con  $L_{\mathbf{g}_i}L_{\mathbf{f}}^{r_j-1}h_j(\mathbf{x}) \neq 0$  para al menos un  $i$ . Desarrollando el procedimiento de derivación 4.4 para cada salida  $y_j$ , se obtienen  $m$  ecuaciones, las que pueden escribirse como

$$\begin{bmatrix} y_1^{(r_1)} \\ \vdots \\ y_m^{(r_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\mathbf{f}}^{r_1}h_1(\mathbf{x}) \\ \vdots \\ L_{\mathbf{f}}^{r_m}h_m(\mathbf{x}) \end{bmatrix} + \mathbf{E}(\mathbf{x}) \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

donde la matriz cuadrada  $\mathbf{E}(\mathbf{x})$  se define como

$$\mathbf{E}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} L_{\mathbf{g}_1}L_{\mathbf{f}}^{r_1-1}h_1 & \dots & L_{\mathbf{g}_m}L_{\mathbf{f}}^{r_1-1}h_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{\mathbf{g}_1}L_{\mathbf{f}}^{r_m-1}h_m & \dots & L_{\mathbf{g}_m}L_{\mathbf{f}}^{r_m-1}h_m \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

La matriz  $\mathbf{E}(\mathbf{x})$  se conoce como la *matriz desacopladora* del sistema MIMO 4.1. Si la matriz desacopladora es no singular, es posible definir la transformación de entradas

$$\mathbf{u} = \mathbf{E}^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} L_{\mathbf{f}}^{r_1}h_1(\mathbf{x}) \\ \vdots \\ L_{\mathbf{f}}^{r_m}h_m(\mathbf{x}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_m \end{bmatrix} \right\} \quad (4.7)$$

Reemplazando 4.7 en 4.5 se obtiene una relación lineal y desacoplada de la forma

$$\begin{bmatrix} y_1^{(r_1)} \\ \vdots \\ y_m^{(r_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_m \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

### 4.3.2. Diseño Lazos de Corriente

Según la estrategia propuesta en la sección 4.2, en una primera etapa se tiene un sistema MIMO de cuatro entradas y cuatro salidas, donde las entradas son:  $m_{d1}$ ,  $m_{q1}$ ,  $m_{d2}$ ,  $m_{q2}$  y las salidas:  $i_{sd1}$ ,  $i_{sq1}$ ,  $i_{sd2}$ ,  $i_{sq2}$ . Bajo este punto de vista, se desarrollará el método de linealización entrada-salida para generar una relación lineal y desacoplada entre las corrientes del sistema y las correspondientes nuevas entradas. El sistema de ecuaciones 2.12 escrito en la forma canónica 4.2 queda de la forma:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd1} \\ i_{sq1} \\ i_{sd2} \\ i_{sq2} \\ v_{dc1} \\ v_{dc2} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} i_{sd1} + \omega_1 i_{sq1} + \frac{V_{sd1}}{L_1} \\ -\omega_1 i_{sd1} - \frac{r_1}{L_1} i_{sq1} \\ -\frac{r_2}{L_2} i_{sd2} + \omega_2 i_{sq2} + \frac{V_{sd2}}{L_2} \\ -\omega_2 i_{sd2} - \frac{r_2}{L_2} i_{sq2} \\ -\frac{1}{R_{eq1}C_1} v_{dc1} + \frac{1}{r_x C_1} v_{dc2} \\ -\frac{1}{R_{eq2}C_2} v_{dc2} + \frac{1}{r_x C_2} v_{dc1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{f}(\mathbf{x})} + \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{v_{dc1}}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{v_{dc1}}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{v_{dc2}}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{v_{dc2}}{L_2} \\ \frac{i_{sd1}}{C_1} & \frac{i_{sq1}}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{i_{sd2}}{C_2} & \frac{i_{sq2}}{C_2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}(\mathbf{x})} \begin{bmatrix} m_{d1} \\ m_{q1} \\ m_{d2} \\ m_{q2} \end{bmatrix} \quad (4.9a)$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{h}(\mathbf{x})} \begin{bmatrix} i_{sd1} \\ i_{sq1} \\ i_{sd2} \\ i_{sq2} \\ v_{dc1} \\ v_{dc2} \end{bmatrix} \quad (4.9b)$$

Luego se debe derivar cada salida, que en este caso se han definido como las corrientes del sistema, hasta que aparezca, en forma explícita, alguna de las entradas de control. Observando el sistema de ecuaciones 4.9a se puede adelantar que en la primera derivada de las corrientes ya aparece en cada ecuación una entrada. Por lo tanto, escribiendo en forma matricial el conjunto de



ecuaciones de la primera derivada de las corrientes, se tiene la siguiente expresión:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd1} \\ i_{sq1} \\ i_{sd2} \\ i_{sq2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} i_{sd1} + \omega_1 i_{sq1} + \frac{V_{sd1}}{L_1} \\ -\omega_1 i_{sd1} - \frac{r_1}{L_1} i_{sq1} \\ -\frac{r_2}{L_2} i_{sd2} + \omega_2 i_{sq2} + \frac{V_{sd2}}{L_2} \\ -\omega_2 i_{sd2} - \frac{r_2}{L_2} i_{sq2} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{v_{dc1}}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{v_{dc1}}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{v_{dc2}}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{v_{dc2}}{L_2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{E}(\mathbf{x})} \begin{bmatrix} m_{d1} \\ m_{q1} \\ m_{d2} \\ m_{q2} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

donde  $\mathbf{E}(\mathbf{x})$  es la matriz desacopladora y su inversa esta dada por

$$\mathbf{E}(\mathbf{x})^{-1} = \begin{bmatrix} -\frac{L_1}{v_{dc1}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{L_1}{v_{dc1}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{L_2}{v_{dc2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{L_2}{v_{dc2}} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Claramente, la matriz inversa esta definida siempre que se cumpla que  $v_{dc1} \neq 0$  y  $v_{dc2} \neq 0$ . Luego, a partir de la ecuación 4.10 se define la ley de control 4.12 que posee un nuevo conjunto de entradas  $u_{d1}$ ,  $u_{q1}$ ,  $u_{d2}$ ,  $u_{q2}$ .

$$\begin{bmatrix} m_{d1} \\ m_{q1} \\ m_{d2} \\ m_{q2} \end{bmatrix} = \mathbf{E}^{-1} \left\{ - \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} i_{sd1} + \omega_1 i_{sq1} + \frac{v_{sd1}}{L_1} \\ -\omega_1 i_{sd1} - \frac{r_1}{L_1} i_{sq1} \\ -\frac{r_2}{L_2} i_{sd2} + \omega_2 i_{sq2} + \frac{v_{sd2}}{L_2} \\ -\omega_2 i_{sd2} - \frac{r_2}{L_2} i_{sq2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \\ u_{d2} \\ u_{q2} \end{bmatrix} \right\} \quad (4.12)$$

Esta ley de control genera una relación lineal como la mostrada en la ecuación 4.8 y además elimina el acoplamiento natural que existe entre los ejes d y q asociados a cada sistema trifásico. El sistema lineal resultante es:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd1} \\ i_{sq1} \\ i_{sd2} \\ i_{sq2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \\ u_{d2} \\ u_{q2} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Al sumar el orden de las derivadas realizadas en 4.10 se obtiene el *grado relativo* del sistema. En este caso el grado relativo es 4 (cuatro derivadas de primer orden), siendo que el orden total del sistema es 6 (seis variables de estado), por lo tanto existen 2 dinámicas internas que no se reflejan en la relación entrada-salida, estas dinámicas corresponden a los voltajes  $v_{dc1}$  y  $v_{dc2}$ . Es necesario estudiar la estabilidad de estas dinámicas, puesto que no es deseable tener dinámicas internas inestables, aunque el sistema sea estable en el sentido entrada-salida. Para realizar el estudio de la estabilidad de estas dinámicas internas se recurrirá al análisis de las *dinámicas cero* del sistema. Las dinámicas cero corresponden a un caso particular de las dinámicas internas del sistema cuando sus salidas son idénticamente nulas. Luego, se debe encontrar el valor de las entradas  $m_{di}$  y  $m_{qi}$ , tal que logren esta condición. Para el sistema 4.9, los valores de las entradas que logran identificar las dinámicas cero son:

$$m_{d1} = \frac{V_{sd1}}{v_{dc1}} \quad m_{q1} = 0 \quad m_{d2} = \frac{V_{sd2}}{v_{dc2}} \quad m_{q2} = 0 \quad (4.14)$$

Aplicando estos valores de entradas al sistema y asegurando que las nuevas entradas,  $u_{di}$  y  $u_{qi}$ , son cero y que se tiene una condición inicial del vector de estado,  $\mathbf{x}_0 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ v_{dc10} \ v_{dc20}]^T$ , el sistema se encuentra en el subespacio de soluciones de las dinámicas cero y tiene la forma:

$$\frac{d}{dt}v_{dc1} = -\frac{1}{R_{eq1}C_1}v_{dc1} + \frac{1}{r_x C_1}v_{dc2} \quad (4.15a)$$

$$\frac{d}{dt}v_{dc2} = -\frac{1}{R_{eq2}C_2}v_{dc2} + \frac{1}{r_x C_2}v_{dc1} \quad (4.15b)$$

Puesto que el sistema de ecuaciones 4.15 es lineal, es posible escribirlo en la forma  $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x}$  donde,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_{eq1}C_1} & \frac{1}{r_x C_1} \\ \frac{1}{r_x C_2} & -\frac{1}{R_{eq2}C_2} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Luego, para concluir acerca de la estabilidad de las dinámicas cero basta con realizar una simple inspección de los valores propios de  $\mathbf{A}$ . Evaluando esta matriz según los valores de los parámetros obtenidos en la sección 2.6, se tiene que:

$$\lambda_1 = -350,02071 \quad \lambda_2 = -0,01429$$

Ambos valores propios están en el SPI del plano complejo, luego las dinámicas cero resultan ser exponencialmente estables. Entonces, se puede decir que el sistema es globalmente exponencialmente mínimo de fase.

Luego de verificar la estabilidad de las dinámicas cero, es posible diseñar los controladores lineales para el sistema 4.13 de manera de asignar una dinámica en forma arbitraria para los lazos de corriente.

En las ecuaciones 4.17 se define un controlador tipo proporcional integrativo modificado [4], que permite asignar la misma dinámica a los cuatro lazos de corriente y tener cero error en estado estacionario.

$$u_{di}(t) = -k_f \left\{ i_{sdi}(t) - \frac{1}{\tau_f} \int_0^t (i_{sdi}^*(t) - i_{sdi}(t)) dt \right\} \quad (4.17a)$$

con  $i = 1, 2$

$$u_{qi}(t) = -k_f \left\{ i_{sqi}(t) - \frac{1}{\tau_f} \int_0^t (i_{sqi}^*(t) - i_{sqi}(t)) dt \right\} \quad (4.17b)$$

Estos controladores establecen una función de transferencia de segundo orden entre la salida y su referencia, que tiene la forma:

$$\frac{i_{sdi}(s)}{i_{sdi}^*(s)} = \frac{i_{sqi}(s)}{i_{sqi}^*(s)} = \frac{k_f/\tau_f}{s^2 + k_f s + k_f/\tau_f} \quad (4.18)$$

Fijando un tiempo de asentamiento para las corrientes  $t_{af}$  dentro de una banda del 2%, los parámetros del controlador se definen para obtener un sobrepaso del 5% del valor final en estado estacionario. Las expresiones son las siguientes:

$$k_f = \frac{8}{t_{af}} \quad \tau_f = \frac{t_{af}}{4} \quad (4.19)$$

Dado que el lazo de control del voltaje  $v_{dc1}$  funcionará como lazo maestro, es decir, entregará la

referencia para el lazo de corriente  $i_{sd1}$ , es necesario dar a este controlador de corriente la propiedad de poder seguir una referencia en forma dinámica. Lo anterior se logra modificando la ecuación del controlador 4.17a, para el VSC<sub>1</sub>. La ecuación del nuevo controlador es:

$$u_{d1}(t) = \frac{d}{dt} i_{sd1}^* - k_f \left\{ i_{sdi}(t) - \frac{1}{\tau_f} \int_0^t (i_{sdi}^*(t) - i_{sdi}(t)) dt \right\} \quad (4.20)$$

Con este controlador, teóricamente se logra una función de transferencia unitaria entre  $i_{sd1}$  e  $i_{sd1}^*$ . Para este caso, los parámetros quedan definidos como:

$$k_f = \frac{8}{t_{af}} \quad \tau_f = \frac{t_{af}}{2} \quad (4.21)$$

### 4.3.3. Diseño Lazo de Voltaje

El diseño del controlador de voltaje se realizará bajo el supuesto que las corrientes  $i_{sd1}$  e  $i_{sq1}$  ya han alcanzado el estado estacionario, es decir han llegado al valor de sus referencias, lo cual es válido si se asegura que las dinámicas de las corrientes serán por lo menos 5 veces más rápidas que las dinámicas de voltaje. Para encontrar las ecuaciones que relacionan el voltaje  $v_{dc1}$  con la referencia de corriente  $i_{sd1}^*$  se reemplazan las definiciones de  $m_{d1}$  y  $m_{q1}$  de la ecuación 4.12 en la ecuación diferencial del voltaje  $v_{dc1}$  del sistema de ecuaciones 4.9a. Con esto, se tiene la expresión

$$\frac{d}{dt} v_{dc1} = -\frac{v_{dc1}}{R_{eq1}C_1} + \frac{v_{dc2}}{r_x C_1} - \frac{r_1}{C_1 v_{dc1}} \left( i_{sd1}^{*2} + i_{sq1}^{*2} \right) + \frac{V_{sd1}}{C_1 v_{dc1}} i_{sd1}^* \quad (4.22)$$

Al igual que en el caso de la linealización de los lazos de corriente, para el lazo de voltaje se quiere generar una relación lineal de la forma

$$\frac{d}{dt} v_{dc1} = w \quad (4.23)$$

Para generar una relación de este tipo, es necesario encontrar una expresión no lineal para la

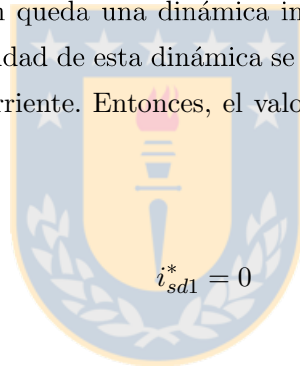
referencia de corriente  $i_{sd1}^*$ . Lo anterior se logra resolviendo la ecuación cuadrática

$$i_{sd1}^{*2} - \frac{V_{sd1}}{r_1} i_{sd1}^* + \left( i_{sq1}^{*2} + \frac{v_{dc1}^2}{R_{eq1} r_1} - \frac{v_{dc1} v_{dc2}}{r_x r_1} + \frac{v_{dc1} C_1}{r_1} w \right) = 0 \quad (4.24)$$

La ecuación 4.24 tiene dos soluciones dependiendo del signo del término discriminante de la solución. En este caso, se elige la solución con signo  $(-)$  ya que representa la corriente de menor valor que logra el voltaje DC deseado. Luego, la referencia de corriente, queda definida por la expresión

$$i_{sd1}^* = \frac{V_{sd1}}{2r_1} - \sqrt{\left(\frac{V_{sd1}}{2r_1}\right)^2 - \frac{1}{r_1} \left( r_1 i_{sq1}^{*2} + \frac{v_{dc1}^2}{R_{eq1}} - \frac{v_{dc1} v_{dc2}}{r_x} + v_{dc1} C_1 w \right)} \quad (4.25)$$

Luego de este desarrollo, aún queda una dinámica interna sin control que corresponde a  $v_{dc2}$ . Para indagar acerca de la estabilidad de esta dinámica se realiza un análisis similar (dinámica cero) al realizado para los lazos de corriente. Entonces, el valor de la entrada  $i_{sd1}^*$  que logra detectar la dinámica cero, es



$$i_{sd1}^* = 0 \quad (4.26)$$

y la expresión para la dinámica corresponde a

$$\frac{d}{dt} v_{dc2} = -\frac{1}{R_{eq2} C_2} v_{dc2} \quad (4.27)$$

De la ecuación 4.27, se puede concluir que esta dinámica es exponencialmente estable. Luego, el sistema con control en cascada sigue siendo globalmente exponencialmente mínimo de fase.

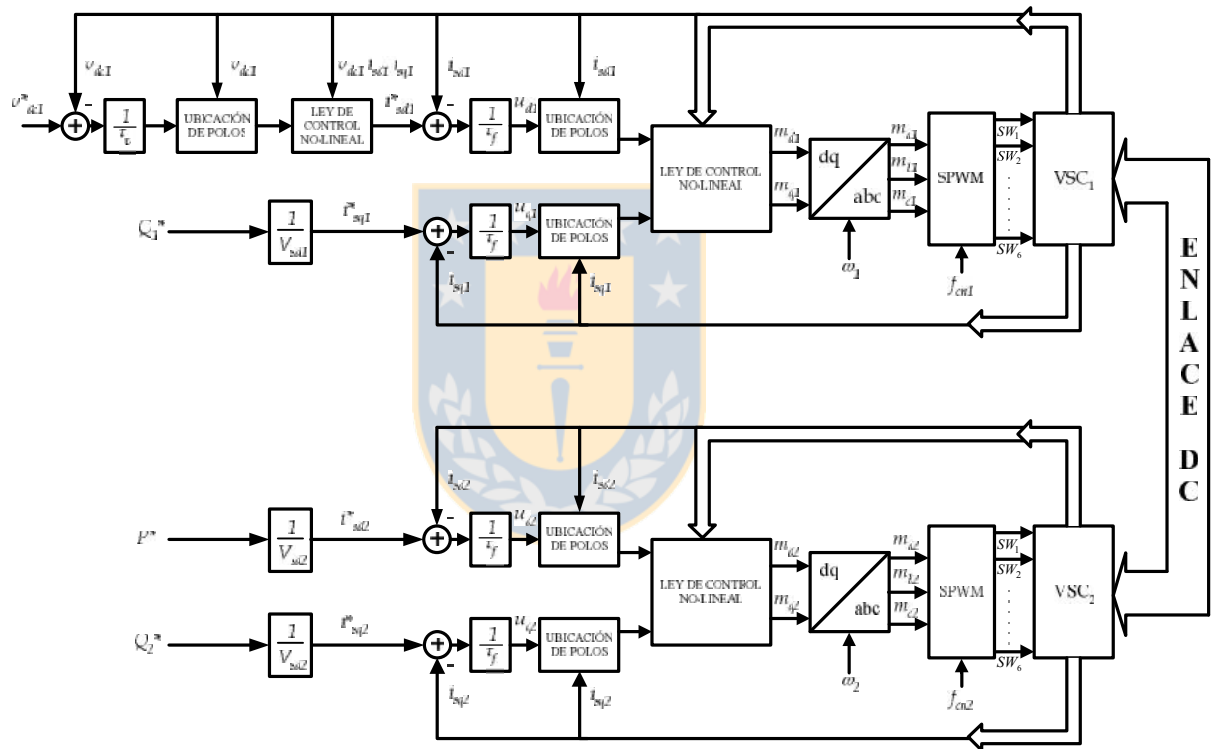
Para realizar un control sobre el voltaje  $v_{dc1}$  similar al desarrollado para las corrientes y así poder asignar de manera arbitraria la dinámica del sistema lineal 4.23 se debe definir la nueva entrada  $w$  como:

$$w(t) = -k_v \left\{ v_{dc1}(t) - \frac{1}{\tau_v} \int_0^t (v_{dc1}^*(t) - v_{dc1}(t)) dt \right\} \quad (4.28)$$

Como se quiere que el lazo de corriente funcione como lazo esclavo para el lazo de control de voltaje, se debe asegurar que el lazo de voltaje sea más lento que el lazo de corriente por lo menos 5 veces. Para el diseño de los parámetros del controlador lineal de voltaje, los parámetros quedan definidos como:

$$k_v = \frac{8}{t_{av}} \quad \tau_v = \frac{t_{av}}{4} \quad (4.29)$$

La figura 4.2 muestra un diagrama de bloques del sistema de control resultante.



**Fig. 4.2:** Esquema de los lazos de control diseñados para el sistema de transmisión de potencia HVDC.

## 4.4. Resultados de Simulación

A continuación se muestran las pruebas realizadas sobre el esquema de control mostrado en la figura 4.2. Las tensiones de alimentación en ambas redes alternas se muestran escaladas en un factor (1/20). En todas las figuras la medida de los voltajes es en *Volts* [V] y las corrientes en *Amperes* [A]. Los parámetros de los controladores se detallan en la tabla 4.1.

**Tabla 4.1:** Parámetros de diseño para los controladores lineales

Parámetro	Valor
$t_{af}$	4[ms]
$k_f$	2000
$\tau_f$	1[ms]
$t_{av}$	100[ms]
$k_v$	80
$\tau_v$	25[ms]

### 4.4.1. Prueba 1

Esta prueba consiste en un cambio escalón en la referencia de corriente reactiva  $i_{sq2}^*$  de 0[A] a -10[A], mientras la referencia de tensión de enlace  $v_{dc1}^*$  y corrientes  $i_{sq1}^*$  y  $i_{sd2}^*$  se mantienen constantes. El cambio es tipo escalón en  $t = 0,02$ [s]. En la figura 4.3 se muestra el comportamiento de las variables relacionadas con los lados alternos del sistema de transmisión. Por otra parte, en la figura 4.4 se muestra el comportamiento de las variables relacionadas con el enlace DC.

### 4.4.2. Prueba 2

Esta prueba consiste en la reducción en un 50% en la referencia de corriente activa  $i_{sd2}^*$ , mientras la referencia de tensión de enlace  $v_{dc1}^*$  y corrientes reactivas  $i_{sq1}^*$  y  $i_{sq2}^*$  se mantienen constantes. El cambio es tipo escalón en  $t = 0,02$ [s]. En la figura 4.5 se muestra el comportamiento de las variables relacionadas con los lados alternos del sistema de transmisión. Por otra parte, en la figura 4.6 se muestra el comportamiento de las variables relacionadas con el enlace DC.

### 4.4.3. Prueba 3

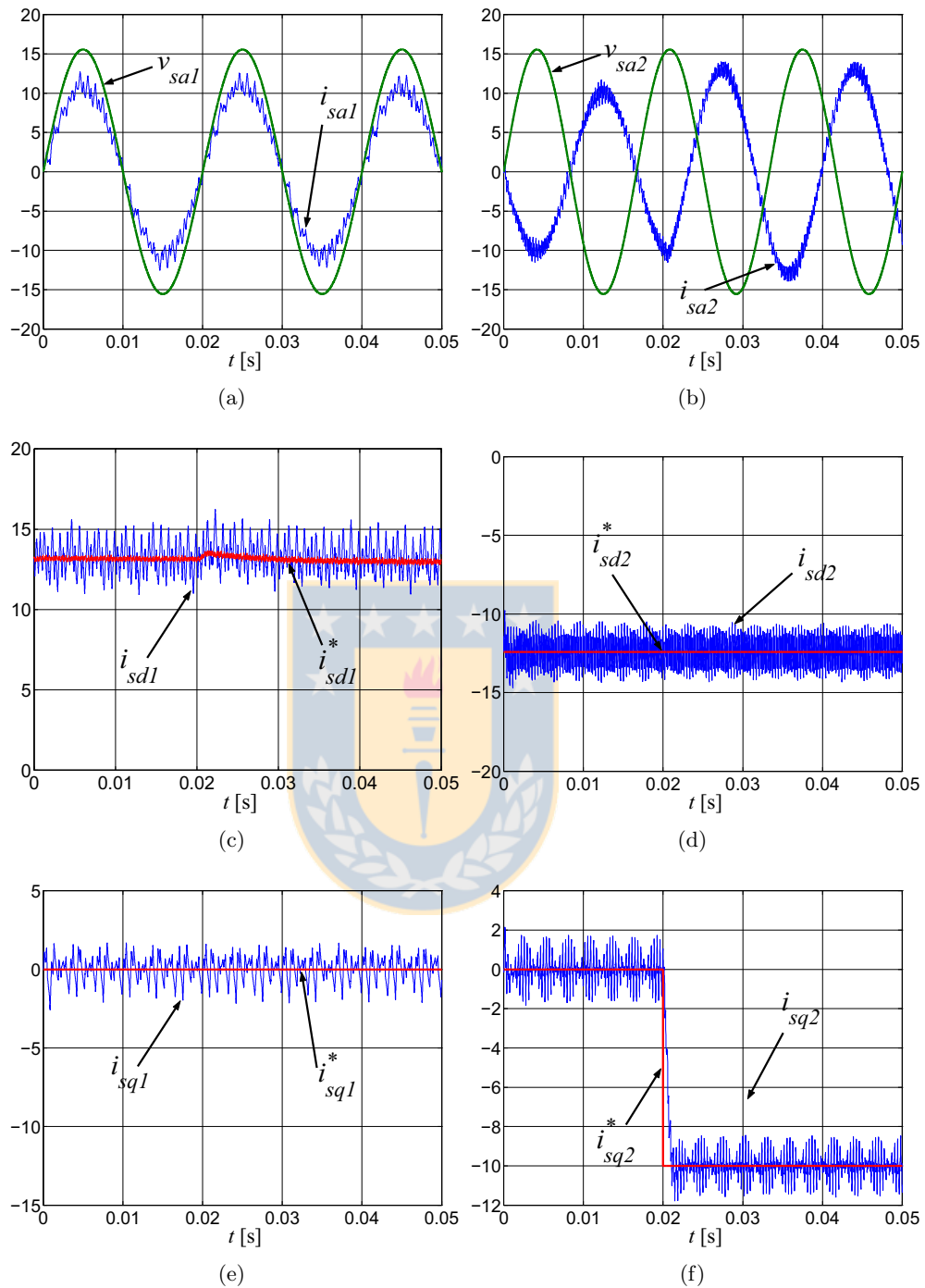
Esta prueba consiste en un cambio en el sentido del flujo de potencia activa, mediante cambios en la referencia de corriente  $i_{sd2}^*$ , mientras la referencia de tensión de enlace  $v_{dc1}^*$  y corrientes reactivas  $i_{sq1}^*$  y  $i_{sq2}^*$  se mantienen constantes. El cambio es tipo escalón en  $t = 0,02[s]$ . En la figura 4.7 se muestra el comportamiento de las variables relacionadas con los lados alternos del sistema de transmisión. Por otra parte, en la figura 4.8 se muestra el comportamiento de las variables relacionadas con el enlace DC.

## 4.5. Discusión y Conclusiones

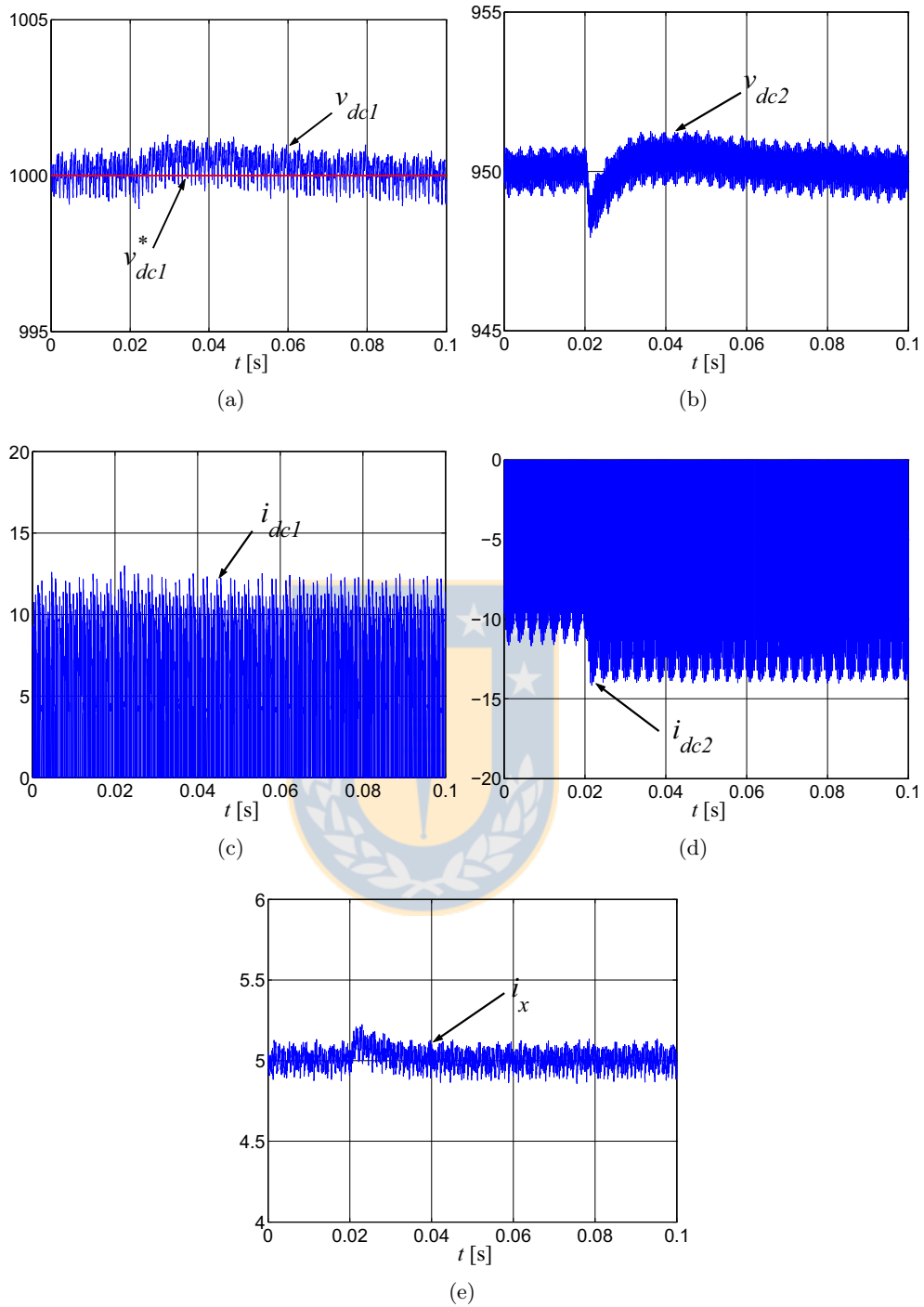
Considerando el modelo en ejes dq del VSC-HVDC como un sistema MIMO, se diseñó una ley de control no lineal que desacopla las componentes en ejes directo y en cuadratura de las corrientes trifásicas, con lo que se obtuvo un control independiente de la tensión del enlace y de las potencias activa y reactiva para ambas redes alternas, en base a controladores lineales. Debido a la consideración que las tensiones de alimentación se mantienen constantes en amplitud, las referencias de potencia activa y reactiva quedan linealmente relacionadas con las corrientes directa y en cuadratura, respectivamente. Luego, para obtener las referencias de corriente sólo se debe aplicar un factor de escalamiento a la referencia de potencia. En particular para cada convertidor este factor es de  $1/V_{sdi}$ . Sin embargo, para considerar el caso en que las tensiones de alimentación pueden variar (sin desbalance, puesto que el modelo no lo considera) es necesario prealimentar la medición de estas tensiones para así poder modificar las leyes de control no-lineal y la relación entre las referencias de potencia y las de corriente. Finalmente, se evalúa el sistema de control mediante tres pruebas de simulación computacional, con lo que es posible comprobar el desempeño establecido en la etapa de diseño. Se debe acotar que en las simulaciones, el modelo incluye los efectos de la modulación SPWM.

Al observar los resultados de la Prueba 1 en los gráficos 4.4 y compararlos con las figuras 3.3, se pueden verificar las diferencias entre las respuestas del sistema en lazo abierto y el sistema controlado en lazo cerrado. La diferencia en los ejes de tiempo deja en evidencia los cambios en las dinámicas originales del sistema. Por otro lado, la diferencia de los sobrepasos y acoplamientos es evidente. En el caso de las tensiones DC, en el sistema en lazo abierto se tienen sobrepasos del orden del 2% producto del acoplamiento entre las corrientes directa y en cuadratura; en cambio en el sistema controlado, estos sobrepasos se reducen a un 0.2%.

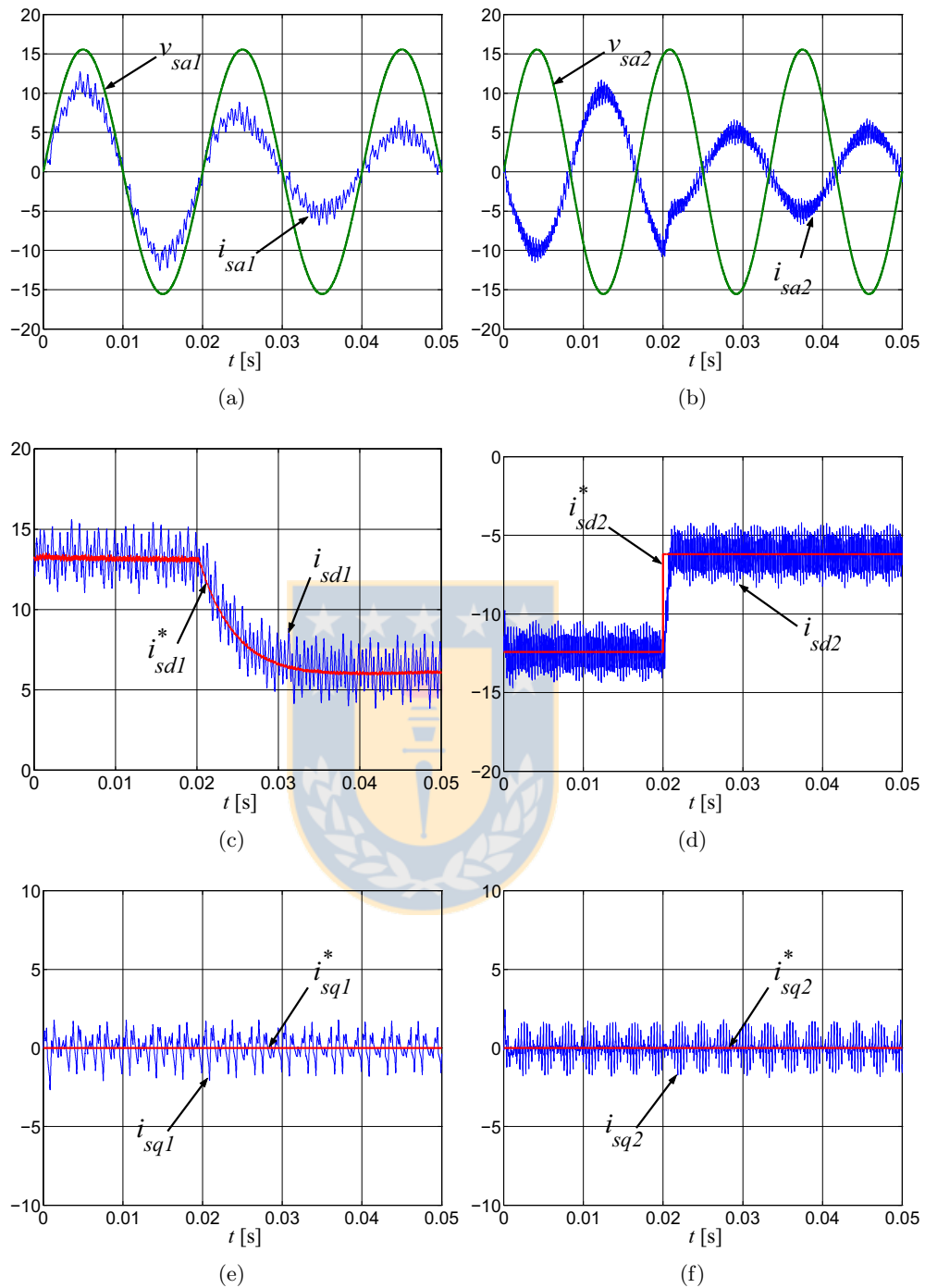




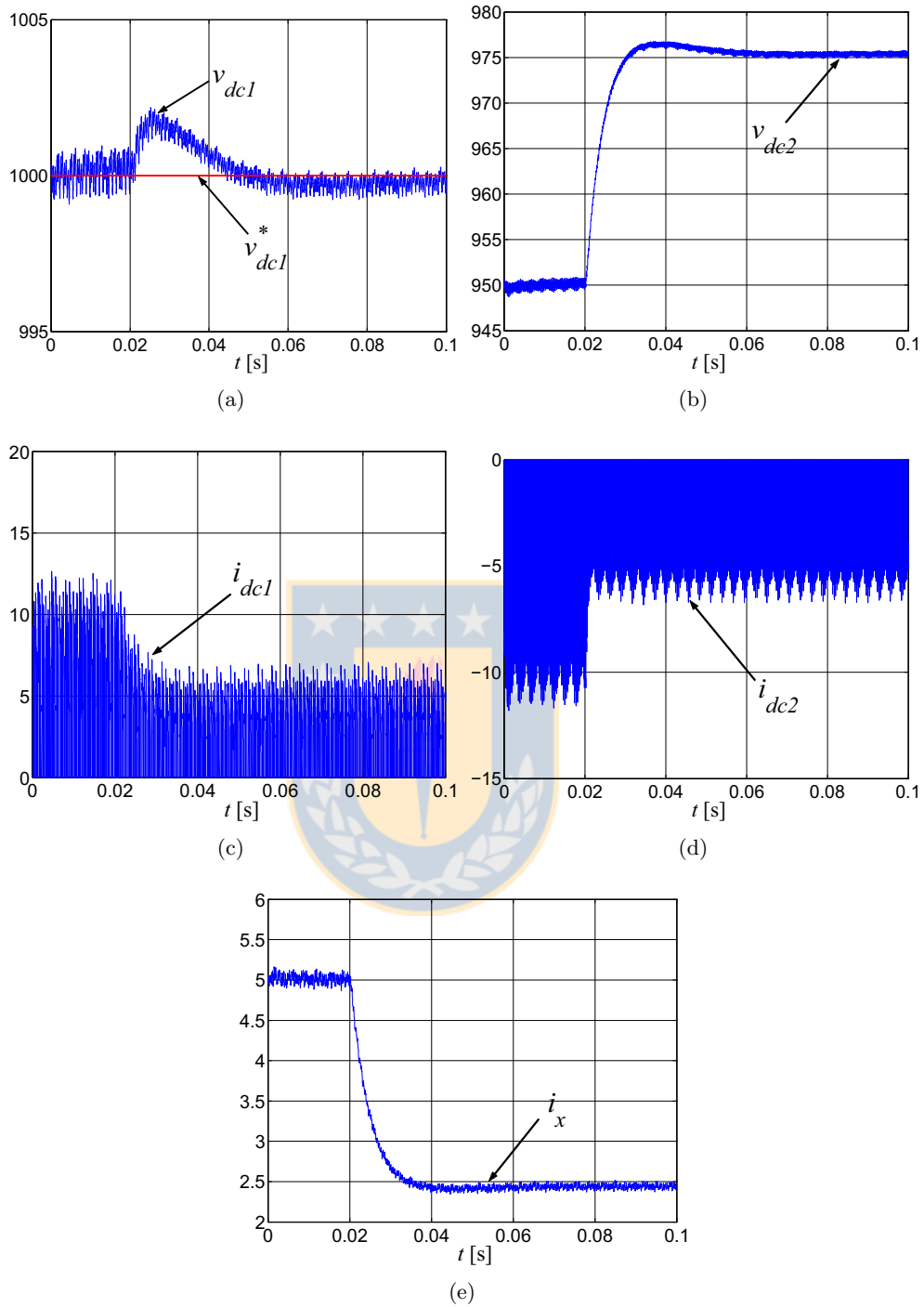
**Fig. 4.3:** Formas de onda de variables AC. (a) Voltaje y corriente de la fase  $a1$ . (b) Voltaje y corriente de la fase  $a2$ . (c) Corriente directa de VSC<sub>1</sub> y su referencia dinámica. (d) Corriente directa de VSC<sub>2</sub> y su referencia. (e) Corriente en cuadratura de VSC<sub>1</sub> y su referencia. (f) Corriente en cuadratura de VSC<sub>2</sub> y su referencia.



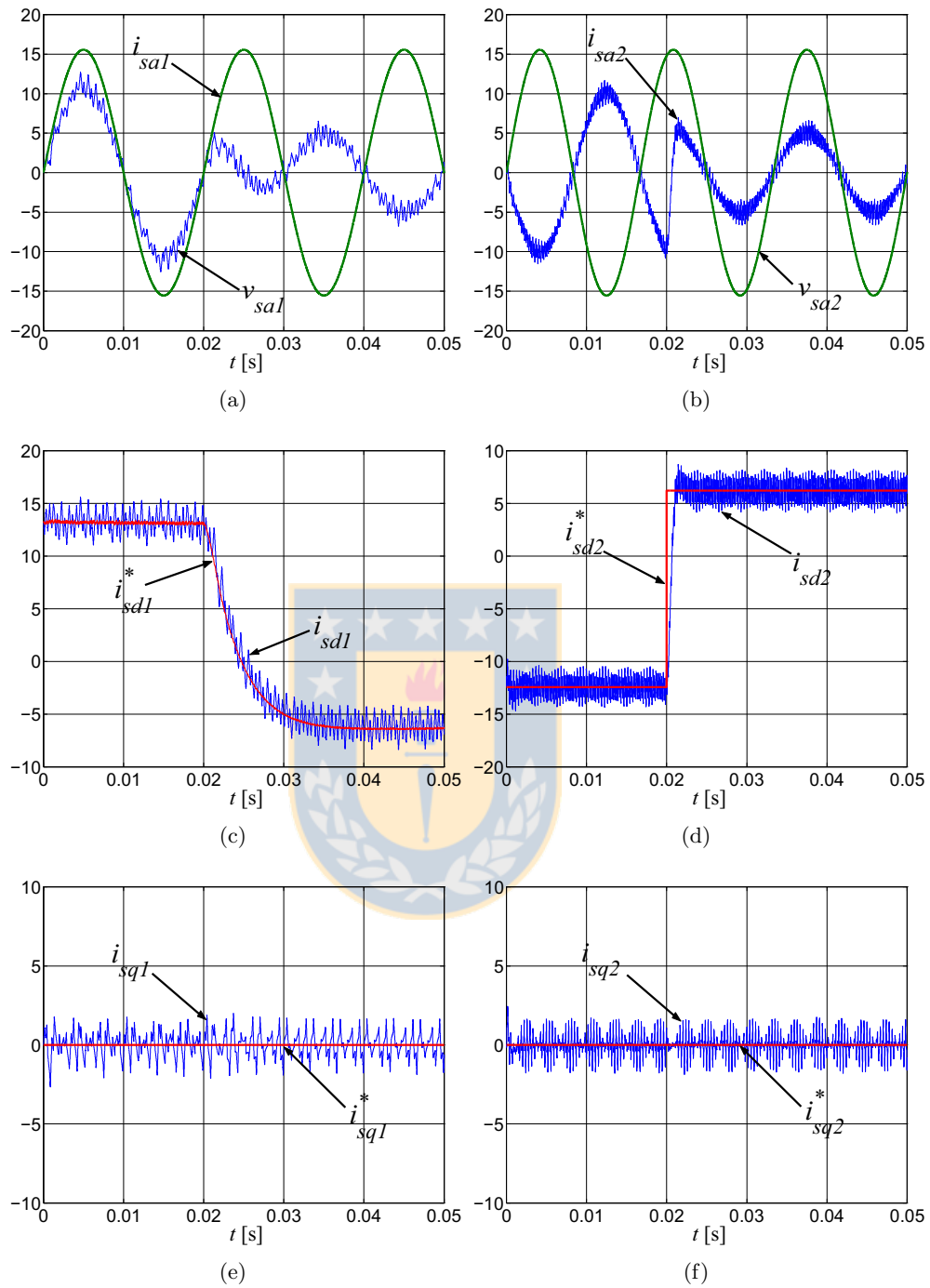
**Fig. 4.4:** Formas de onda de variables DC. (a) Voltaje de enlace de VSC<sub>1</sub> y su referencia. (b) Voltaje de enlace de VSC<sub>2</sub>. (c) Corriente rectificada por VSC<sub>1</sub>. (d) Corriente rectificada por VSC<sub>2</sub>. (e) Corriente del enlace.



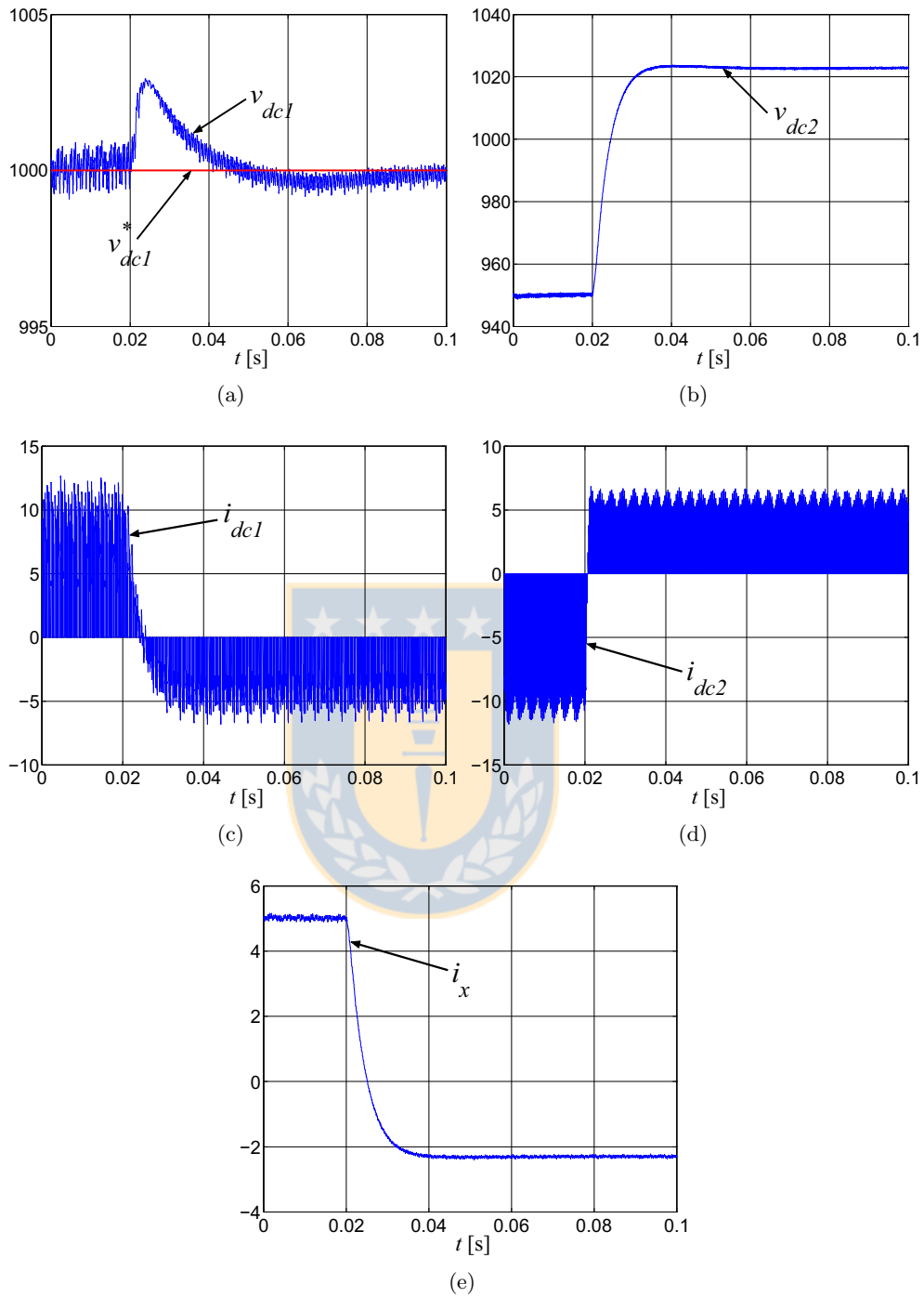
**Fig. 4.5:** Formas de onda de variables AC. (a) Voltaje y corriente de la fase  $a1$ . (b) Voltaje y corriente de la fase  $a2$ . (c) Corriente directa de VSC<sub>1</sub> y su referencia dinámica. (d) Corriente directa de VSC<sub>2</sub> y su referencia. (e) Corriente en cuadratura de VSC<sub>1</sub> y su referencia. (f) Corriente en cuadratura de VSC<sub>2</sub> y su referencia.



**Fig. 4.6:** Formas de onda de variables DC. (a) Voltaje de enlace de VSC<sub>1</sub> y su referencia. (b) Voltaje de enlace de VSC<sub>2</sub>. (c) Corriente rectificadora por VSC<sub>1</sub>. (d) Corriente rectificadora por VSC<sub>2</sub>. (e) Corriente del enlace.



**Fig. 4.7:** Formas de onda de variables AC. (a) Voltaje y corriente de la fase  $a1$ . (b) Voltaje y corriente de la fase  $a2$ . (c) Corriente directa de VSC<sub>1</sub> y su referencia dinámica. (d) Corriente directa de VSC<sub>2</sub> y su referencia. (e) Corriente en cuadratura de VSC<sub>1</sub> y su referencia. (f) Corriente en cuadratura de VSC<sub>2</sub> y su referencia.

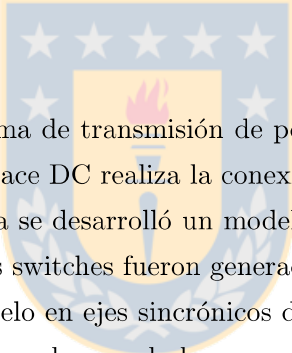


**Fig. 4.8:** Formas de onda de variables DC. (a) Voltaje de enlace de VSC<sub>1</sub> y su referencia. (b) Voltaje de enlace de VSC<sub>2</sub>. (c) Corriente rectificadora por VSC<sub>1</sub>. (d) Corriente rectificadora por VSC<sub>2</sub>. (e) Corriente del enlace.

# Capítulo 5

## Conclusión

### 5.1. Sumario



Se estudió el caso de un sistema de transmisión de potencia HVDC en configuración point-to-point de enlace monopolar. El enlace DC realiza la conexión asíncrona entre dos redes trifásicas de 50[Hz] y 60[Hz]. Para este sistema se desarrolló un modelo en ejes reales en el cual las señales que representan la conmutación de los switches fueron generadas por la técnica de modulación SPWM. Posteriormente, se obtuvo el modelo en ejes sincrónicos del sistema. Se diseñaron los componentes pasivos de los filtros AC y DC de cada uno de los convertidores. Para el caso de los filtros de las corrientes alternas, se utilizó un criterio de reducción de la suma de las armónicas dominantes de corriente. Para el filtro DC se utilizó un criterio de reducción de ripple en el voltaje del enlace. Con las ecuaciones del sistema en ejes dq se obtuvieron las expresiones para los puntos de operación de las variables de estado y las correspondientes restricciones para las entradas del sistema en lazo abierto. Como el sistema en estudio considera la interacción de dos convertidores conectados a través de sus puertos DC, se tienen cuatro entradas lo que dificulta la representación gráfica de las regiones de operación. Consecuentemente fue necesario restringir el valor de operación de las variables de un convertidor para obtener una representación espacial para las regiones de operación. Dicha restricción proviene de considerar a un convertidor operando con su tensión de enlace constante y entregando la energía con factor de potencia unitario, es decir, con su corriente en cuadratura igual a cero. Entonces, con las expresiones obtenidas, fue posible graficar las regiones de operación del sistema. Además de los resultados obtenidos para las regiones de operación en forma estática, se realizaron pruebas dinámicas en el modelo en lazo abierto. Finalmente se diseñó una estrategia de control basada en el modelo dq del sistema, que permitió manejar en forma desacoplada los

flujos de potencia activa y reactiva. El método utilizado fue linealización entrada-salida, con el cual en una primera etapa se generó una relación lineal y desacoplada entre las corrientes del sistema y sus referencias y posteriormente una relación lineal para diseñar el lazo de control de tensión del enlace. De esta manera, fue posible reducir el acoplamiento transiente de las corrientes en eje directo y cuadratura, eliminar el acoplamiento estacionario y regular el voltaje DC. Se presentaron los resultados finales de la simulación del sistema en lazo cerrado.

## 5.2. Conclusiones

Una vez finalizado este trabajo, es posible establecer las siguientes conclusiones.

Con respecto a la modelación del sistema, se debe advertir que al desarrollar el modelo en ejes sincrónicos siempre existe la limitación del valor de frecuencia de conmutación sobre el cual es válido el modelo. Lo anterior se debe a que este modelo sólo describe el comportamiento de las componentes fundamentales de las variables eléctricas a la frecuencia que está sincronizado y para que estos valores sean similares a los valores medios de las variables pulsantes del convertidor, la frecuencia de conmutación debe estar por lo menos sobre 9 veces el valor de la frecuencia de la componente fundamental.

Para el cálculo de la inductancia del filtro AC, se utilizó la información del espectro de frecuencias de la tensión por fase que refleja el convertidor a la red de alimentación. Siendo que el convertidor es conmutado a una frecuencia de portadora normalizada  $f_{cn}$ , esta señal presenta su armónico dominante a la frecuencia  $2f_{cn}$ . Por otro lado, un filtro diseñado para la armónica más baja,  $f_{cn}$ , debiera funcionar como un pasa-bajos para la frecuencia  $2f_{cn}$ , pero debido a la gran amplitud del armónico de voltaje  $2f_{cn}$  se prefirió utilizar un método de diseño que considerara los tres armónicos más dominantes del espectro. Con este método se redujo la contribución total de estos armónicos bajo un 5% del valor de la corriente nominal.

Se obtuvieron las expresiones que determinan las regiones de operación del sistema completo, con lo cual se pudo comprobar que por el hecho de existir una interacción entre las variables de corriente continua de los convertidores, existen dependencias entre ellas que limitan los rangos de los valores que pueden tomar las variables en estado estacionario. Por lo tanto, existen muchas posibles regiones de operación dependiendo de la condición de operación que imponga uno u otro convertidor. Luego, para determinar una región de operación del sistema, con la cual sea posible, por ejemplo, saber de antemano cual será la capacidad de compensación de reactivos y a qué nivel



de tensión DC esto ocurre, es necesario imponer el valor de las variables que sean necesarias para que el sistema de ecuaciones obtenido sea determinado.

Con respecto a la estrategia de control diseñada para el sistema, la primera restricción que limita su desempeño son las asociadas a la validez del modelo dq, puesto que las ecuaciones de las leyes de control se obtuvieron a partir de éste. Un segundo factor importante está relacionado con la consideración de que las tensiones de alimentación se mantienen constantes, es decir, si se quiere que el sistema de control sea capaz de adaptarse ante cambios en estas variables, se debiera medir el valor de estas tensiones y pre-alimentar esta medición a la ley de control no lineal. Sin embargo, el sistema de control aún se vería limitado a cambios en las tensiones de alimentación que no alteren la condición de sistema balanceado puesto que el modelo con el que se diseñaron las leyes de control no considera esta situación en las perturbaciones. Además de los problemas asociados al modelo, también existe el problema de conocer exactamente todos los parámetros del circuito eléctrico. Sin embargo esto último puede ser resuelto mediante alguna técnica de identificación de parámetros en línea, pagando el costo de aumentar la complejidad al momento de implementar en forma práctica los algoritmos de control.

### 5.3. Trabajos Futuros

Luego de haber analizado el problema propuesto bajo un enfoque teórico, es posible visualizar los siguientes temas a cubrir en trabajos futuros:

- Comprobar los resultados teóricos obtenidos mediante la implementación de un prototipo experimental.
- Estudiar nuevas estrategias de control para este sistema y compararlas, al menos desde una perspectiva teórica, con la propuesta en este trabajo.
- Extender los análisis realizados a sistemas HVDC que consideren otras topologías como unidad convertidora de potencia y configuraciones de enlace DC distintas a la presentada en este trabajo.
- Estudiar el caso de los enlaces HVDC multiterminal.

## Apéndice A

# Transformaciones abc, $\alpha\beta\gamma$ y dq0 Invariantes en Potencia

Considérese el siguiente vector trifásico balanceado  $\mathbf{x}_{abc}$ :

$$\mathbf{x}_{abc} = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a \sin(\omega t) \\ a \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ a \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{bmatrix}, \quad \text{con } |\mathbf{x}_{abc}| = \sqrt{\frac{3}{2}} a \quad (\text{A.1})$$

### A.1. Transformación $\alpha\beta\gamma$

Si se define la matriz de transformación:

$$\mathbf{A} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}, \quad \text{con } \mathbf{A}^{-1} = \mathbf{A}^T \quad (\text{A.2})$$

se tiene que el vector  $\mathbf{x}_{\alpha\beta\gamma} = \mathbf{A} \mathbf{x}_{abc}$  es:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta\gamma} = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_\gamma \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} a \sin(\omega t) \\ -a \cos(\omega t) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \text{con } |\mathbf{x}_{\alpha\beta\gamma}| = \sqrt{\frac{3}{2}} a \quad (\text{A.3})$$

## A.2. Transformación dq0

Si se define la matriz de transformación:

$$\mathbf{T} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - 2\pi/3) & \sin(\omega t - 4\pi/3) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}, \quad \text{con } \mathbf{T}^{-1} = \mathbf{T}^T \quad (\text{A.4})$$

se tiene que el vector  $\mathbf{x}_{dq0} = \mathbf{T} \mathbf{x}_{abc}$  es:

$$\mathbf{x}_{dq0} = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} a \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \text{con } |\mathbf{x}_{dq0}| = \sqrt{\frac{3}{2}} a \quad (\text{A.5})$$

## A.3. Transformaciones Recíprocas

Para transformar un vector  $\alpha\beta\gamma$  en un vector dq0, se puede utilizar la transformación  $\mathbf{x}_{dq0} = \mathbf{T} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta\gamma}$ , con lo que el vector transformado queda:

$$\mathbf{x}_{dq0} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & -\cos(\omega t) & 0 \\ \cos(\omega t) & \sin(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{x}_{\alpha\beta\gamma} \quad (\text{A.6})$$

Por otra parte, para transformar un vector dq0 en un vector  $\alpha\beta\gamma$ , se utiliza la transformación

$\mathbf{x}_{\alpha\beta\gamma} = \mathbf{A} \mathbf{T}^{-1} \mathbf{x}_{dq0}$ , con lo que el vector transformado queda:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta\gamma} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ -\cos(\omega t) & \sin(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{x}_{dq0} \quad (\text{A.7})$$



# Bibliografía

- [1] U. Axelsson, A. Holm, C. Liljegren, M. Aberg, K. Eriksson, and O. Tollerz, “The gotland hvdc light project-experiences from trial and commercial operation,” *IEE 16th International Conference and Exhibition on Electricity Distribution, 2001, Amsterdam, Netherlands. Part 1: Contributions*, vol. 1, 2001.
- [2] F. Schettler, H. Huang, and N. Christl, “Hvdc transmission systems using voltage sourced converters design and applications,” *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Seattle, WA, USA 2000*, vol. 2, pp. 715–720, 2000.
- [3] Yang Ye, M. Kazerani, and V.H. Quintana, “Modeling, control and implementation of three-phase pwm converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics, Jan. 2003*, vol. 18, no. 1, pp. 317–325, 2003.
- [4] J. Espinoza Harismendy, *Desarrollo de Estrategias de Control No Lineal y Modelación Tiempo Discreto para Convertidores Estáticos Conectados Directamente a La Red*, Memoria de Título, Ingeniero Civil Electrónico, Junio 2002, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Facultad de Ingeniería, Universidad de Concepción, 2002.
- [5] B. Lee and M. Ehsani, “A simplified functional simulation model for three-phase voltage source inverter using switching function concept,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 2, pp. 309–321, 2001.
- [6] Eduardo P. Wiechmann, Phoivos D. Ziogas, and Victor R. Stefanovic, “Generalized functional model for three-phase pwm inverter/rectifier converters,” *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 23, no. 2, 1987.
- [7] V. Blasko and V. Kaura, “A new mathematical model and control of a three-phase ac-dc voltage source converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 1, pp. 116–123, 1997.
- [8] C. Osauskas and A. Wood, “Small-signal dynamic modeling of hvdc systems,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 18, no. 1, pp. 220–225, 2003.

- [9] J. Espinoza and G. Joós, “State variable decoupling and power flow control in PWM current-source rectifiers,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 1, pp. 78–87, 1998.
- [10] J. Espinoza, G. Joós, M. Pérez, and L.A. Morán, “Operating region in active-front-end voltage/current source rectifiers,” *Conference Record IEEE ISIE’2000, Cholula Puebla, México*, pp. 459–464, 2000.
- [11] M. Pérez Leiva, *Análisis de Regiones de Operación en Rectificadores Trifásicos PWM Fuente de Voltaje y Fuente de Corriente*, Tesis de Magíster, Ingeniero Civil Electrónico, Agosto 2003, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Facultad de Ingeniería, Universidad de Concepción, 2003.
- [12] A. Farag, M. Durrant, H. Werner, and K. Abbott, “Robust control of a vsc-hvdc terminal attached to a weak ac system,” *Proceedings of IEEE Conference on Control Applications, Istanbul June 2003*, vol. 1, pp. 173–177, 2003.
- [13] Guibin Zhang, Zheng Xu, and Ye Cai, “An equivalent model for simulating vsc based hvdc,” *IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition, Atlanta, GA, USA 2001*, vol. 1, pp. 20–24, 2001.
- [14] Guibin Zhang, Zheng Xu, and Guan Wang, “A linear and decoupled control strategy for vsc based hvdc system,” *IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition 2001, Atlanta GA, USA*, vol. 1, pp. 14–19, 2001.
- [15] Guibin Zhang and Zheng Xu, “Steady-state model for vsc based hvdc and its controller design,” *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting 2001, Columbus OH, USA*, vol. 3, pp. 1085–1090, 2001.
- [16] José R. Espinoza C., *Introducción al Análisis de Sistemas No Lineales*, Universidad de Concepción, 1st edition, 2001.
- [17] M. A. Henson and D. E. Seborg, *Nonlinear Process Control*, Prentice-Hall, 1st edition, 1997.
- [18] J-J. E. Slotine and W. Li, *Applied Nonlinear Control*, Prentice-Hall, 1st edition, 1990.
- [19] D. Lee, G. Lee, and K. Lee, “Dc-bus voltage control of three-phase ac/dc pwm converters using feedback linearization,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 3, pp. 826–833, 2000.
- [20] Tzann-Shin Lee, “Input-output linearization and zero-dynamics control of three-phase ac/dc voltage-source converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics, Jan. 2003*, vol. 18, no. 1, pp. 11–22, 2003.

- [21] M.A. Boost and P.D. Ziogas, “State-of-the-art carrier pwm techniques: A critical evaluation,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 24, no. 2, pp. 271–280, 1988.
- [22] M. Durrant, H. Werner, and K. Abbott, “Model of a vsc-hvdc terminal attached to a weak ac system,” *Proceedings of IEEE Conference on Control Applications, Istanbul June 2003*, vol. 1, pp. 178–182, 2003.

