

# UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA  
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



Profesor Patrocinante:

**Dr. José R. Espinoza C.**

Informe de Memoria de Título  
para optar al título de:

**Ingeniero Civil Electrónico**

## Análisis de las Modulaciones SPWM y SHE en Convertidores Fuente de Corriente Multinivel y Control De Corriente DC

UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN  
Facultad de Ingeniería  
Departamento de Ingeniería Eléctrica

Profesor Patrocinante:  
Dr. José R. Espinoza C.

# Análisis de las Modulaciones SPWM y SHE en Convertidores Fuente de Corriente Multinivel y Control De Corriente DC

Javier Hernán Gómez Aravire

Informe de Memoria de Título  
para optar al Título de

Ingeniero Civil Electrónico

Diciembre 2014

# Resumen

Los convertidores estáticos de potencia basados en topologías Fuente de Corriente son utilizados en aplicaciones de media y alta potencia, principalmente en accionamientos eléctricos. Gracias a su confiabilidad y topología basada en interruptores de potencia que pueden trabajar a altas frecuencias de conmutación, es posible generar señales de corriente con bajo contenido armónico. La posibilidad de conectar diferentes módulos en paralelo, permite incrementar los niveles de trabajo del convertidor en términos de corrientes y potencia, además de mantener la distribución de estas de manera uniforme en cada uno de los módulos.

Diferentes tipos de modulación se han implementado en Convertidores Fuente de Corriente. Entre ellos destacan la Modulación por Ancho de Pulso Sinusoidal (SPWM) y la Eliminación Selectiva de Armónicos (SHE), las cuales permiten eliminar cierta cantidad de contenido armónico de las corrientes de línea del convertidor, así como controlar su frecuencia y valores nominales. Además, es posible diseñar esquemas de control directo a las variables de interés modificando los parámetros de modulación, con el fin de mantener controladas las regiones y niveles de operación de estas.

En este trabajo se realiza un análisis de la topología de los Convertidores Fuente de Corriente constituidos por uno y dos módulos conectados en paralelo, a las modulaciones SPWM y SHE en términos de la reducción de contenido armónico y se diseña un esquema de control para la corriente de enlace total DC. La combinación topología y esquema de control resultantes es apta para accionamientos eléctricos y otras aplicaciones como en generación en base a paneles solares.



*A mis padres, hermano, abuelos, tíos y a Karen*

## Agradecimientos

Es difícil tener que expresar en unas líneas agradecimientos a aquellas personas que me han acompañado en estos años, más aún cuando todo se hizo más difícil de lo planeado, pero sin ellas hubiese sido imposible estar llegando al final de este tortuoso, largo y kafkiano recorrido.

Sin lugar a dudas, mis padres Adriana y Carlos, junto a mi hermano Carlos fueron los pilares principales, que me entregaron todo su apoyo, comprensión y cariño. Nunca dejaron de creer en mí, y les debo todo en esta vida. También quiero agradecer a mis tíos Roberto y Edith por todo su apoyo y comprensión, junto a mi abuelo Ángel y mi abuela Dora, que lamentablemente no pudo verme terminar este camino, pero que siempre estará presente junto a mí.

También agradecer a mis compañeros del LCDA, que sus consejos, ayudas, correcciones y charlas me sirvieron de gran manera para realizar este trabajo. Quiero dar un agradecimiento especial a mi profesor guía Sr. José Espinoza, que me esperó y ayudó durante todo este tiempo a pesar de mis faltas y atrasos. De verdad, muchas gracias.

A mis amigos de estudios y de la vida, Samuel, Diego, Fabián, Felipe, Carlos, Gerardo y muchos más que me acompañaron en estos años universitarios, ya nos veremos en los campos laborales. A mis “tíos” Lya y Agustín por su cálida y cariñosa acogida. Muchas gracias a todos.

Y un agradecimiento especial, a una persona maravillosa que me apoyó y acompañó por varios años. Sin duda conocerla y ser su amigo es algo que jamás terminaré de agradecerle a la vida, y quiero seguir siéndolo para siempre, sin importar la distancia. Gracias por ser mi amiga, Karen.

Por último, se desea agradecer los recursos aportados por los proyectos FONDECYT Regular 1140594 y FONDAP SERC 15110019

# Tabla de Contenidos

<b>LISTA DE TABLAS .....</b>	<b>VIII</b>
<b>LISTA DE FIGURAS .....</b>	<b>IX</b>
<b>NOMENCLATURA.....</b>	<b>X</b>
<b>ABREVIACIONES.....</b>	<b>XI</b>
<b>CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>1</b>
1.1. INTRODUCCIÓN GENERAL.....	1
1.2. REVISIÓN BIBLIOGRÁFICA Y ESTADO DE ARTE.....	2
1.2.1 <i>Convertidores Fuente de Voltaje y Convertidores Fuente de Corriente.....</i>	<i>2</i>
1.2.2 <i>Modulación SPWM y SHE.....</i>	<i>3</i>
1.3. HIPÓTESIS DE TRABAJO .....	5
1.4. OBJETIVOS .....	5
1.4.1 <i>Objetivo General .....</i>	<i>5</i>
1.4.2 <i>Objetivos Específicos.....</i>	<i>5</i>
1.5. ALCANCES Y LIMITACIONES .....	6
1.6. TEMARIO Y METODOLOGÍA .....	6
<b>CAPÍTULO 2. TOPOLOGÍA DEL CONVERTIDOR FUENTE DE CORRIENTE.....</b>	<b>7</b>
2.1. INTRODUCCIÓN .....	7
2.2. MODELACIÓN DEL CONVERTIDOR FUENTE DE CORRIENTE TRIFÁSICO.....	8
2.2.1 <i>Modelación en ejes abc .....</i>	<i>8</i>
2.2.2 <i>Modelación en ejes dq.....</i>	<i>13</i>
2.2.3 <i>Región de operación del Convertidor Fuente de Corriente.....</i>	<i>15</i>
2.3. DISEÑO DE COMPONENTES .....	17
2.4. DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES .....	21
<b>CAPÍTULO 3. MODULACIÓN SPWM EN CONVERTIDORES FUENTE DE CORRIENTE .....</b>	<b>22</b>
3.1. INTRODUCCIÓN .....	22
3.2. MODULACIÓN SPWM PARA CONVERTIDORES FUENTE DE VOLTAJE .....	22
3.3. MODULACIÓN SPWM PARA CONVERTIDORES FUENTE DE CORRIENTE.....	23
3.4. SIMULACIÓN SPWM PARA CONVERTIDORES FUENTE DE CORRIENTE.....	25
3.5. DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES .....	30
<b>CAPÍTULO 4. TOPOLOGÍA DEL CONVERTIDOR FUENTE DE CORRIENTE MULTINIVEL.....</b>	<b>31</b>
4.1. INTRODUCCIÓN .....	31
4.2. MODELACIÓN DEL CONVERTIDOR FUENTE DE CORRIENTE MULTINIVEL.....	31
4.2.1 <i>Modelación en ejes abc .....</i>	<i>31</i>
4.2.2 <i>Modelación en ejes dq.....</i>	<i>36</i>
4.3. DISEÑO DE COMPONENTES .....	39
4.4. DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES .....	41
<b>CAPÍTULO 5. MODULACIÓN SPWM EN CONVERTIDORES FUENTE DE CORRIENTE MULTINIVEL.....</b>	<b>43</b>
5.1. INTRODUCCIÓN .....	43
5.2. MODULACIÓN SPWM MULTINIVEL EN CONVERTIDORES FUENTE DE CORRIENTE .....	43
5.3. SIMULACIÓN SPWM PARA CONVERTIDOR FUENTE DE CORRIENTE MULTINIVEL.....	44
5.4. DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES .....	49
<b>CAPÍTULO 6. MODULACIÓN SHE EN CONVERTIDORES FUENTE DE CORRIENTE.....</b>	<b>50</b>
6.1. INTRODUCCIÓN .....	50
6.2. MODULACIÓN SHE EN CONVERTIDORES FUENTE DE VOLTAJE TRIFÁSICO.....	50
6.3. MODULACIÓN SHE EN CONVERTIDORES FUENTE DE CORRIENTE TRIFÁSICOS .....	54
6.4. MODULACIÓN SHE EN CONVERTIDORES FUENTE DE CORRIENTE TRIFÁSICOS MULTINIVEL.....	55

6.5.	SIMULACIÓN SHE PARA CONVERTIDOR FUENTE DE CORRIENTE MULTINIVEL .....	59
6.6.	DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES .....	64
<b>CAPÍTULO 7. CONTROL DE CORRIENTE DC EN CONVERTIDORES FUENTE DE CORRIENTE PARA MODULACIÓN PWM.....</b>		<b>66</b>
7.1.	INTRODUCCIÓN .....	66
7.2.	ESTRATEGIA DE CONTROL DIRECTO PARA CORRIENTE DC EN EJES ABC.....	66
7.3.	SIMULACIONES Y RESULTADOS.....	71
7.3.1	<i>Simulación de aumento del valor total en corriente DC.....</i>	<i>71</i>
7.3.2	<i>Simulación para mantención del valor total en corriente DC constante.....</i>	<i>76</i>
7.4.	DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES .....	80
<b>CAPÍTULO 8. CONCLUSIONES .....</b>		<b>82</b>
8.1.	SUMARIO .....	82
8.2.	CONCLUSIONES.....	83
8.3.	TRABAJO FUTURO.....	84
<b>BIBLIOGRAFÍA.....</b>		<b>85</b>
<b>ANEXO A. CONVERTIDOR FUENTE DE VOLTAJE.....</b>		<b>87</b>
<b>ANEXO B. DISPOSITIVOS DE CONMUTACIÓN.....</b>		<b>94</b>
B.1.	GTO.....	94
B.2.	FET.....	96
B.2.1	JFET.....	96
B.2.2	MOSFET.....	98
B.3.	IGBT.....	100
<b>ANEXO C. TRANSFORMACIÓN DE EJES ABC A EJES DQ0.....</b>		<b>102</b>



## Lista de Tablas

TABLA 2.1. Estados de interruptores de potencia para un convertidor fuente de corriente.....	8
TABLA 2.2. Parámetros del CSR.....	20
TABLA 2.3. Punto de operación obtenido del CSR.....	21
TABLA 2.4. Valores obtenidos para el filtro de entrada y enlace DC del CSR.....	21
TABLA 4.1. Parámetros del CSR multinivel .....	40
TABLA 4.2. Punto de operación obtenido del CSR multinivel .....	41
TABLA 4.3. Punto de operación obtenido del CSR multinivel .....	41
TABLA 6.1. Resumen de parámetros para SHEM multinivel. ....	58
TABLA 6.2. Ángulos de conmutación para SHEM multinivel.....	58
TABLA 6.3. Resumen de armónicas eliminadas para SHEM multinivel .....	58
TABLA 7.1 Parámetros obtenidos para los controladores PI.....	69





## Lista de Figuras

Fig. 2.1. Topología Convertidor Fuente de Corriente.....	7
Fig. 2.2. Topología Rectificador Fuente de Corriente.....	9
Fig. 2.3. Topología Inversor Fuente de Corriente.....	12
Fig. 2.4. Región de operación Convertidor Fuente de Corriente en función del ángulo de fase. ....	16
Fig. 2.5. Corriente DC del rectificador en función de las moduladoras.....	17
Fig. 3.1. Estructura de generación de señales para modulación SPWM.....	22
Fig. 3.2. Circuito generador de señales para un CSC.....	24
Fig. 3.3. Formas de onda para simulación SPWM en Convertidor Fuente de Corriente.....	26
Fig. 3.4. Formas de onda para simulación SPWM en Convertidor Fuente de Corriente.....	27
Fig. 3.5. Formas de onda para simulación SPWM en Convertidor Fuente de Corriente.....	28
Fig. 3.6. Espectro de las Formas de Onda del Convertidor Fuente de Corriente.....	29
Fig. 4.1. Topología del Rectificador Fuente de Corriente multinivel. ....	32
Fig. 4.2. Topología del Inversor Fuente de Corriente Multinivel. ....	35
Fig. 5.1. Valores Formas de Onda para el Convertidor Fuente de Corriente Multinivel.....	44
Fig. 5.2. Formas de Onda para el Convertidor Fuente de Corriente Multinivel. ....	45
Fig. 5.3. Formas de Onda para el Convertidor Fuente de Corriente Multinivel. ....	46
Fig. 5.4. Formas de Onda para el Convertidor Fuente de Corriente Multinivel. ....	47
Fig. 5.5. Espectro de las Formas de Onda del Convertidor Fuente de Corriente Multinivel.....	48
Fig. 6.1. Distribución de ángulos de conmutación para modulación SHE.....	50
Fig. 6.2. Circuito generador de disparos para modulación SHE en convertidores fuente de corriente. .....	54
Fig. 6.3. Patrones de Disparo de modulación SHE para Convertidor Fuente de Voltaje. ....	59
Fig. 6.4. Patrones de Disparo de modulación SHE para Convertidor Fuente de Corriente.....	60
Fig. 6.5. Formas de Onda para el Convertidor Fuente de Corriente Multinivel con Modulación SHE. .....	61
Fig. 6.6. Formas de Onda para el Convertidor Fuente de Corriente Multinivel con Modulación SHE. .....	62
Fig. 6.7. Espectro de las Formas de Onda del Convertidor Fuente de Corriente Multinivel.....	63
Fig. 7.1. Sistema de Control propuesto para CSR multinivel. ....	68
Fig. 7.2. Esquema para la generación de señales portadoras en el inversor fuente de corriente multinivel. ....	70
Fig. 7.3. Control de corrientes DC para aumento de 2 [A]. ....	71
Fig. 7.4. Formas de onda de etapa rectificadora ante cambio de escalón para control de corriente DC .....	73
Fig. 7.5. Formas de onda de etapa rectificadora ante cambio de escalón para control de corriente DC .....	74
Fig. 7.6. Respuesta en frecuencia del convertidor fuente de corriente.....	75
Fig. 7.7. Control de corrientes DC bajo condición de valor constante.....	76
Fig. 7.8. Formas de onda de etapa rectificadora ante cambio de escalón para control de corriente DC .....	78
Fig. 7.9. Respuesta en frecuencia del convertidor fuente de corriente.....	79

# Nomenclatura

## Matrices

- A** : matriz de parámetros de dimensión  $n \cdot n$ .  
**B** : matriz de parámetros de dimensión  $n \cdot p$ .  
**T**<sub>abc-dq0</sub> : matriz de transformación de ejes *abc* a *dq0*, dimensión  $3 \cdot 3$ .

## Vectores

- x** : vector de  $n$  variables de estados,  $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$   
**u** : vector de  $p$  variables de entrada,  $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_p]^T$   
**x**<sup>abc</sup> : vector de tres variables de estados,  $\mathbf{x}^{abc} = [x^a \ x^b \ x^c]^T$  (ejes estacionarios *abc*).  
**x**<sup>dq0</sup> : vector de tres variables de estados,  $\mathbf{x}^{dq0} = [x^d \ x^q \ x^0]^T$  (ejes rotatorios *dq0*).  
**x**<sup>dq</sup> : vector de dos variables de estados,  $\mathbf{x}^{dq} = [x^d \ x^q]^T$  (ejes rotatorios *dq*).  
**x(s)** : Laplace de **x**,  $\mathbf{x}(s) = [x_1(s) \ x_2(s) \ \dots \ x_n(s)]^T$

## Escalares

- $x_k$  :  $k$ -ésima variable de estado.  
 $dx_k/dt = \dot{x}_k$  : Derivada de la  $k$ -ésima variable de estado.  
 $f(t)$  : Función en el tiempo continuo.  
 $G_m$  : Ganancia de la técnica de modulación.  
 $\alpha$  : Ángulo de conmutación en modulación SHE.  
 $f_{rn}$  : Frecuencia de resonancia.  
 $M_i$  : Índice de Modulación.  
 $A_m$  : Amplitud de señal Moduladora.  
 $A_c$  : Amplitud de señal Portadora.  
 $f_c$  : Frecuencia de señal Portadora.  
 $f_m$  : Frecuencia de señal Moduladora.  
 $f_{cn}$  : Razón de Modulación.  
 $V_{carr}$  : Señal Portadora en Modulación PWM.  
 $pu$  : Valor por Unidad.

# Abreviaciones

## Mayúsculas

CSC	: Convertidor Fuente de Corriente (Current Source Converter).
CSR	: Rectificador Fuente de Corriente (Current Source Rectifier).
CSI	: Inversor Fuente de Corriente (Current Source Inverter).
VSC	: Convertidor Fuente de Voltaje (Voltage Source Converter).
VSR	: Rectificador Fuente de Voltaje (Voltage Source Rectifier).
VSI	: Inversor Fuente de Voltaje (Voltage Source Inverter).
SPWM	: Modulación Por Ancho de Pulso Sinusoidal (Sinusoidal Pulse Width Modulation).
SHE	: Eliminación Selectiva de Armónicos (Selective Harmonic Elimination)
THD	: Distorsión Total Armónica.
LC	: Filtro Inductivo Capacitivo.
PI	: controlador proporcional integral.
<i>SP</i>	: sobrepaso.
FFT	: Transformada Rápida de Fourier (Fast Fourier Transform).
RMS	: Root Mean Square.
AC	: Corriente Alterna.
DC	: Corriente Continua.



## Minúsculas

<i>abc</i>	: Ejes estacionarios trifásicos.
<i>dq0</i>	: Ejes sincrónicos.
<i>fp</i>	: Factor de Potencia.

# Capítulo 1. Introducción

---

## 1.1. Introducción General

El convertidor Fuente de Corriente (Current Source Converter, CSC) que se estudiará en el presente trabajo corresponde a un módulo AC/AC compuesto por dos etapas de operación. La primera de ellas corresponde a una etapa rectificadora que permite la operación de las corrientes de línea AC provenientes de las fuentes de alimentación y producir señales de corrientes continuas. La siguiente etapa corresponde a un inversor que permite obtener señales AC a partir de las corrientes DC generadas por la etapa rectificadora, con características deseadas por el operador, tales como frecuencia, amplitud y fase. Ambas etapas se encuentran conectadas mediante un enlace inductivo que permite el control de potencia entre ambas etapas.

Para lograr mayores niveles de potencia, es posible conectar diferentes módulos en paralelo aumentando la capacidad del convertidor y sus capacidades de conversión y administración de potencia. Por la naturaleza estática del convertidor, se necesita un sistema de modulación apropiado para el funcionamiento de los interruptores de potencia que componen la topología. Para ello se estudian dos tipos de modulación: la modulación sinusoidal por ancho de pulso (Sinusoidal Pulse Wide Modulation, SPWM) y la eliminación selectiva de armónicos (Selective Harmonic Elimination, SHE). Además de lograr señales de voltaje y corrientes deseadas, estas técnicas de modulación permiten eliminar y/o reducir contenido armónico no deseado en dichas señales. Esto conlleva a mejores formas de onda requeridas y un mejor funcionamiento de las cargas conectadas al convertidor, en especial cuando se trabaja en altas potencias.

En este trabajo se realiza un estudio y modelación de un convertidor fuente de corriente compuesto por uno y dos módulos conectados en paralelo, la obtención del modelo matemático en ejes  $abc$  y sincrónicos  $dq0$ , las diferencias entre los tipos de modulación aplicadas al convertidor y una estrategia de control basada en controladores PI para regular el valor de la corriente de enlace DC.

Los modelos y sus resoluciones se realizaran mediante los software Mathcad y Matlab, para luego simular sus resultados mediante el programa PSIM, mediante esquemas de circuitos desarrollados especialmente para este propósito.

## 1.2. Revisión Bibliográfica y Estado de Arte

Para comenzar a desarrollar este trabajo, se realizó un análisis de diversos trabajos anteriores que sirvieron como base para el estudio y realización de este. Los trabajos revisados se basan en las características de los convertidores fuente de voltaje y corriente para comprender el funcionamiento de estos, los tipos de modulación por ancho de pulso SPWM y eliminación selectiva de armónicos SHE y su aplicación en las topologías previamente estudiadas. Posteriormente se estudió sobre las estrategias de control que se han implementado en convertidores tipo fuente de corriente, sus esquemas de diseño y resultados obtenidos, para finalmente obtener información sobre interruptores de potencia que servirán como complemento al desarrollo de esta memoria.

A partir de la revisión bibliográfica es posible definir las discusiones e ideas necesarias para establecer los tópicos a realizar y contextualizar de manera global este trabajo.

### 1.2.1 Convertidores Fuente de Voltaje y Convertidores Fuente de Corriente

El primer tema a revisar fue el relacionado a los convertidores fuente de voltaje, con el fin de comprender de manera acabada el funcionamiento de los convertidores estáticos de potencia y la dualidad que presenta esta topología con los convertidores fuente de corriente. En [1] se realiza una introducción general de los convertidores estáticos de potencia basados en conmutación forzada, detallando sus ventajas y características sobre otros tipos de convertidores. Se muestra la topología de un rectificador trifásico fuente de voltaje, su desarrollo matemático en ejes  $abc$  y  $dq0$  y el modelo dinámico de estos. Sin embargo, en [2] se detalla con mayor claridad las características del rectificador tipo fuente de voltaje (VSR). Se describen las características de la capacidad regenerativa en términos de potencia de los interruptores de potencia que permiten la modulación de sus señales de voltaje y corriente y las diferentes regiones de operación posibles en términos de la potencia reactiva y activa. Además se muestran diferentes tipos de control de corriente DC con técnicas basadas en retro y realimentación de estados. Finalmente, en [3] y [4] se desarrollan las ecuaciones dinámicas que describen el comportamiento de los rectificadores y sus ecuaciones características en términos de funciones de transferencia. Un punto a tomar en cuenta corresponde al modelo del VSR bajo condiciones de desbalance de las fuentes AC. En [5] se propone una modelación basada en la relación entre los puntos de nodo común de las fuentes de voltaje y voltaje DC, por medio de un punto “cero” modelado para obtener un sistema balanceado.

Se toma con mayor detalle el estudio de la topología del convertidor fuente de corriente en el desarrollo de este trabajo. En [6], [7] y [8] se establecen los términos generales que definen las

características generales de los convertidores fuente de corriente. En [6] se presentan las características del rectificador tipo fuente de corriente (CSR) presentes en la regulación de la corriente de enlace DC. Para ello se establecen las relaciones entre las corrientes y voltajes AC del rectificador y las señales continuas entregadas por este, en función de las funciones de conmutación proporcionadas por las señales moduladoras. Con ello es posible determinar las condiciones que deben tomarse en cuenta al momento de establecer los valores válidos de los interruptores de potencia para evitar cortocircuitos en la etapa AC del rectificador y circuitos abiertos en la corriente DC. En el trabajo [7], se presenta una aproximación a la modelación del CSR con una explicación a las funciones que cumplen los filtros de entrada de segundo orden LC de la etapa alterna. Además, se especifica la función que cumple la adición de un resistor “*damping*” que permite la reducción de oscilaciones en las señales de corriente del rectificador. Se muestran los modelos matemáticos resultantes y el modelo promedio en términos de las ganancias de las funciones de conmutación para una modulación SPWM. Finalmente en [8] se establecen las ecuaciones características del modelo matemático general para un CSC, definiendo por separado sus etapas rectificadora e inversora.

En [9] se presentan las consideraciones prácticas para el diseño del filtro LC de entrada para el CSR. Se resume el efecto de los armónicos en las señales de línea y su ubicación en el plano de la frecuencia, así como los parámetros a tomar en cuenta en función del factor de potencia y el THD resultante del sistema, para finalizar con propuestas de diseño del filtro considerando la frecuencia de corte y switcheo para una modulación SPWM.

Finalmente, en el capítulo 13 de [2] se desarrollan los conceptos y generalidades de la topología del inversor fuente de corriente (CSI). Se plantean los estados válidos de los interruptores de potencia y las diferentes técnicas de control desarrolladas para el control de las variables de estado.

### **1.2.2 Modulación SPWM y SHE**

En [10] se discuten las regiones de operación en las cuales trabajan los convertidores estudiados en este trabajo. Mediante el uso de modelo matemático en ejes  $dq$ , se establecen los límites en los cuales se puede trabajar en las regiones lineal y sobre modulación en función de las señales moduladoras como entradas del sistema, además de entregar los valores máximos de compensación de potencia reactiva a partir de la potencia activa suministrada a cargas pasivas. El modelo establecido en ejes  $dq$  permitirá posteriormente en este trabajo obtener los puntos de operación necesarios para completar la modelación del CSR.

En términos de la obtención de información sobre la modulación por ancho de pulso, uno de los primeros trabajos revisados fue [11], en donde se establecen los conceptos básicos de la implementación de SPWM a partir de la generación de patrones de disparo con funciones moduladoras sinusoidales y portadoras triangulares. Además se desarrollan los conceptos de índice de modulación y frecuencia de modulación utilizadas en el trabajo con armónicos de señales del convertidor. Esto se complementa con [12], en donde se propone la técnica SPWM en convertidores multinivel, con simulaciones que corroboran la reducción de contenido armónico en las señales de corriente.

En términos de modulación SHE, se deben mencionar los trabajos de Patel y Hoft [13], [14] como las primeras aproximaciones a estudiar. En [13] se presentan los conceptos básicos de ángulos de conmutación a partir de las señales de carga de un inversor de medio y puente entero. Utilizando simetría de media y cuarto de onda, se desarrollan las series de Fourier correspondientes a los términos relacionados con las armónicas que se desean suprimir de las señales de línea, para luego desarrollar un método numérico para la resolución de estas. En [14] se desarrollan modelos para obtener una salida sinusoidal para la salida de los inversores de puente completo, obteniendo soluciones para la eliminación de las armónicas no deseadas.

El trabajo revisado en [15] presenta las características de las configuraciones multinivel de convertidores fuente de voltaje. Se menciona que a medida que se aumenta el número de niveles de un convertidor, se reduce el contenido armónico de las señales de salida sin aumentar la frecuencia de conmutación, pero se incrementa el tamaño natural del equipo. Se establecen el set de ecuaciones diferenciales no lineales que permiten la eliminación de un número impar de armónicos no múltiplo de 3 de una modulación SHE, para desarrollar una nueva técnica en combinación con la modulación OHSW.

En [16] se obtiene la dualidad entre las topologías de un convertidor fuente de voltaje y un convertidor fuente de corriente para la implementación de la modulación SHE. Para ello se implementa un circuito generador de señales de disparo, que permite la transformación de las señales de disparo de un VSC para utilizarlas en un CSC.

En [17] se presenta un método para implementar la modulación SHE en convertidores fuente de corriente multinivel (MCSC). En este caso se propone desarrollar un sistema de ecuaciones que permite encontrar  $N$  ángulos de conmutación para el control de la corriente total de línea del MCSC y  $N-1$  ángulos para la eliminación de las armónicas impares no múltiplos de 3. La dificultad de este método se focaliza en el tamaño del sistema resultante a partir del número de módulos conectados

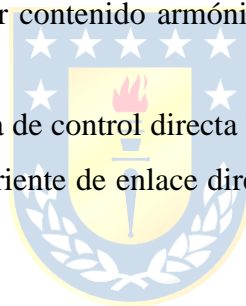
en paralelo. Para ello se necesitan algoritmos robustos que permitan la resolución del sistema. En [18] se propone una función de desplazamiento para las corrientes de cada módulo que permite la reducción de la amplitud de las armónicas características.

En [19] se desarrolla un sistema de control PI para inversores fuente de corriente multinivel a partir de la modificación dual de las señales moduladoras del sistema. Con ello se logra obtener un menor índice de THD de las corrientes de salida, incluyendo la reducción de contenido armónico en modulaciones SPWM. Las simulaciones presentadas muestran el desarrollo experimental realizado que verifica el cuadro teórico expuesto.

### 1.3. Hipótesis de Trabajo

Las hipótesis tomadas para el desarrollo de este trabajo fueron las siguientes:

- Se puede desarrollar modulaciones SPWM y SHE en un Convertidor Fuente de Corriente Multinivel, permitiendo eliminar contenido armónico no deseado de las corrientes de línea de este.
- Es factible diseñar una estrategia de control directa basada en controladores PI, que permitan controlar la intensidad de la corriente de enlace directo del Convertidor Fuente de Corriente Multinivel.



### 1.4. Objetivos

#### 1.4.1 Objetivo General

El objetivo general de este trabajo consiste en analizar la topología de un Convertidor Fuente de Corriente Multinivel y desarrollar las modulaciones SPWM y SHE, estableciendo sus características y resultados en este sistema. Posteriormente, se plantea desarrollar una estrategia de control para la corriente de enlace DC.

#### 1.4.2 Objetivos Específicos

- Estudiar la topología, características y funcionamiento del Convertidor Fuente de Corriente Multinivel.
- Desarrollar el modelo matemático del Convertidor en ejes  $abc$  y  $dq0$ , por medio de la Transformada de Park.



- Determinar un punto de operación para el diseño de los componentes pasivos del sistema.
- Desarrollar la modulación SPWM y evaluar sus resultados.
- Implementar la modulación SHE y obtener parámetros que permitan el desarrollo del sistema de ecuaciones correspondiente en un Convertidor Multinivel compuesto por dos módulos conectados en paralelo.
- Evaluar la implementación de la estrategia de control directo para la corriente DC, por medio de simulaciones correspondientes.

## 1.5. Alcances y Limitaciones

Se consideran los siguientes alcances para este trabajo:

- Se considerarán los interruptores de potencia como ideales.
- La modelación del sistema, tanto en ejes  $abc$  como  $dq$ , se realizarán para una modelación SPWM promedio.
- Los componentes de los filtros de entrada y salida, así como el inductor del enlace DC tendrán valores cercanos a los estudiados en trabajos anteriores.
- Los sistemas trifásicos se consideran balanceados y cargas de tipo lineal.
- Se consideran a las corrientes AC y DC del convertidor como las fuentes de interés del trabajo.
- Sólo se utilizarán los software Mathcad, Matlab y PSIM para el desarrollo de este tema.

## 1.6. Temario y Metodología

La metodología general de este trabajo se describe a continuación:

- Estudio y revisión de los trabajos establecidos en la bibliografía.
- Análisis y desarrollo de la topología del Convertidor Fuente de Corriente Multinivel, obteniendo las ecuaciones que rigen su comportamiento dinámico.
- Diseño de los filtros LC de la topología junto a los puntos de operación en ejes  $dq$ , por medio de Mathcad y Matlab.
- Simulación de la modulación SPWM por medio de Matlab y Psim.
- Estudio de la modulación SHE para la topología del Convertidor Fuente de Corriente, y su posterior simulación mediante Psim.
- Estudio del diseño de control que se desea implementar.
- Verificación del diseño de control por medio de Psim.

## Capítulo 2. Topología del Convertidor Fuente de Corriente

### 2.1. Introducción

El convertidor fuente de corriente (Current Source Converter, CSC) está compuesto por dos etapas. Estas son la etapa rectificadora (Current Source Rectifier, CSR) y la inversora (Current Source Inverter, CSI). Ambas están conectadas mediante un enlace DC compuesto por un filtro inductivo como se muestra en la Figura 2.1.

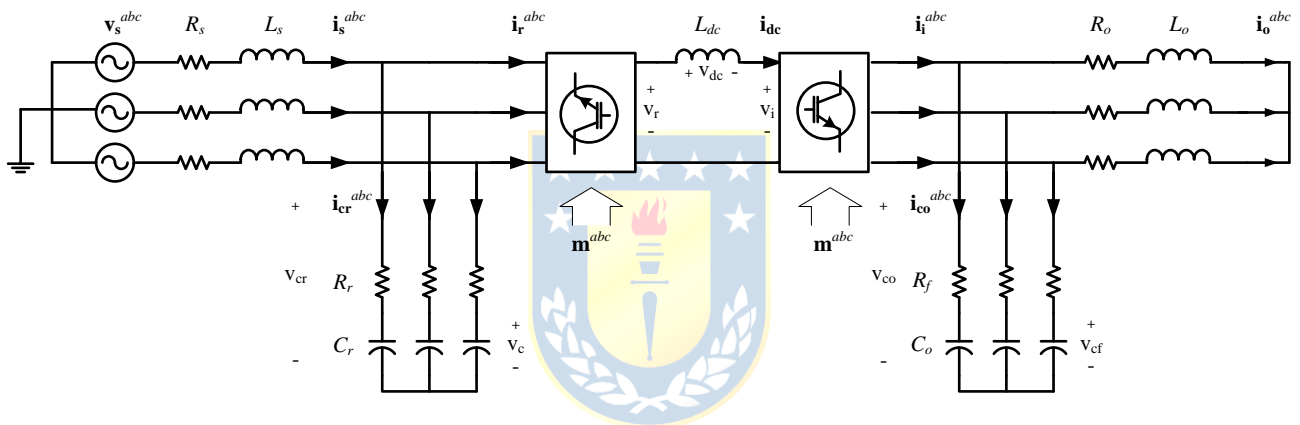


Fig. 2.1. Topología Convertidor Fuente de Corriente.

En convertidores trifásicos, las etapas de trabajo presentan 6 interruptores de potencia que sirven para controlar las corrientes de línea de naturaleza alterna a continua y viceversa. El CSR presenta un filtro LC en su entrada AC que elimina el contenido armónico de las señales de corriente producidas por la conmutación. De manera adicional se agrega una resistencia en serie al capacitor con el fin de agregar amortiguamiento pasivo y así reducir la resonancia interna del circuito. En la topología fuente de corriente, tanto para las etapas rectificadora e inversora, se debe evitar que se genere un circuito abierto hacia el lado DC en las cargas, así como generar un cortocircuito en el lado AC que afecte a los condensadores. De esta forma, se establece que en cada pierna del rectificador e inversor solo puede haber un interruptor encendido a la vez.

Los estados de los interruptores de potencia son dos: encendido ó conducción (ON) y apagado ó corte (OFF), los cuales se pueden resumir en la siguiente tabla:

**TABLA 2.1. Estados de interruptores de potencia para un convertidor fuente de corriente.**

Estado	Interruptores OFF	Interruptores ON
1	3-4-5-6	1-2
2	4-5-6-1	2-3
3	5-6-1-2	3-4
4	6-1-2-3	4-5
5	1-2-3-4	5-6
6	2-3-4-5	6-1
7	2-3-5-6	1-4
8	1-2-4-5	3-6
9	6-1-3-4	5-2

En la tabla 2.1 se presentan los distintos estados de los interruptores de potencia basados en las condiciones antes previstas para las topologías fuente de corriente. Los estados 7, 8 y 9 producen corrientes de línea AC nulas, provocando que la corriente DC circule libremente a través de los interruptores conectados en una misma rama.

Para el proceso de conmutación del CSC se utilizan técnicas de modulación externas que generan las señales de disparo de los interruptores. Estas señales se expresan como:

$$\mathbf{m}^{abc}(t) = \begin{bmatrix} m^a(t) & m^b(t) & m^c(t) \end{bmatrix}^T \quad (2.1)$$



## 2.2. Modelación del convertidor Fuente de Corriente Trifásico

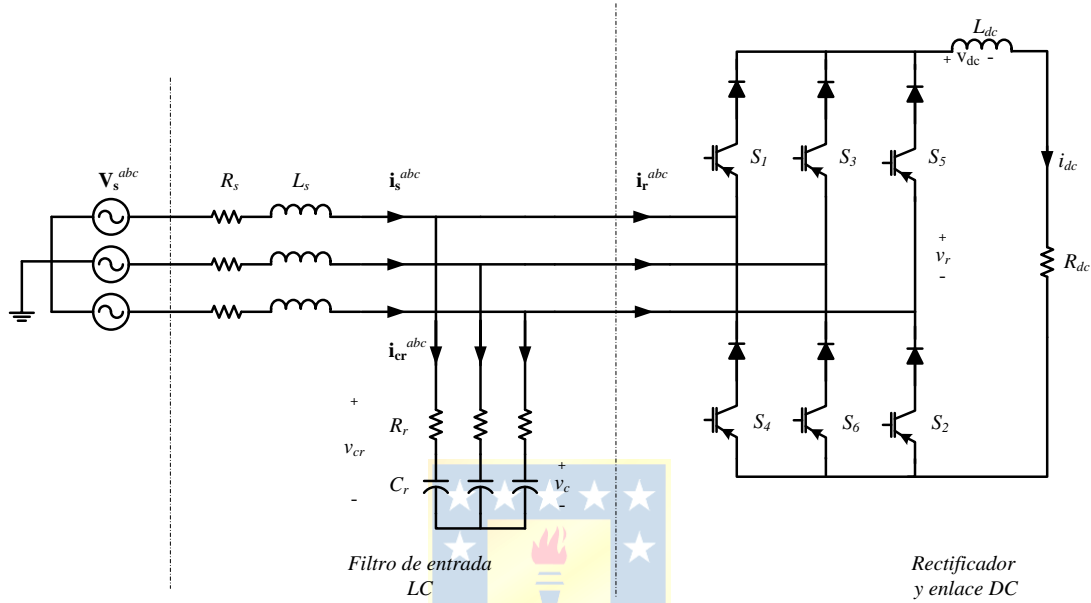
### 2.2.1 Modelación en ejes abc

Para desarrollar la modelación del convertidor fuente de corriente, se estudiarán por separado las etapas rectificadora e inversora a partir de las restricciones de funcionamiento descritas anteriormente. Se asume que el sistema trifásico se encuentra balanceado y que los voltajes de entrada se encuentran desfasados en  $120^\circ$  entre sí. Los componentes de potencia establecidos en el modelo son iguales para cada una de las fases del convertidor.

La función de transferencia correspondiente a los estados superior menos inferior de cada pierna donde se encuentran conectados los interruptores de potencia se define como:

$$\mathbf{s}^{abc}(t) = \begin{bmatrix} s^a(t) & s^b(t) & s^c(t) \end{bmatrix}^T \quad (2.2)$$

Esta función de transferencia se utiliza tanto para el CSR como para el CSI, funcionando como señal de conmutación PWM para ambas etapas. Para la modelación de estados del CSR se agrega una resistencia en serie al filtro inductivo DC con el fin de controlar la corriente DC entregada por el rectificador. La figura 2.2 muestra el circuito rectificador del CSR.



**Fig. 2.2. Topología Rectificador Fuente de Corriente**

Utilizando la Ley de Voltajes de Kirchoff en el lado AC del rectificador se obtiene:

$$\mathbf{V}_s^{abc} = R_s \mathbf{i}_s^{abc} + L_s \frac{d\mathbf{i}_s^{abc}}{dt} + R_r \mathbf{i}_{cr}^{abc} + \mathbf{v}_c^{abc} \quad (2.3)$$

La corriente que circula a través del capacitor  $C_r$  se puede expresar como:

$$\mathbf{i}_{cr}^{abc} = \mathbf{i}_s^{abc} - \mathbf{i}_r^{abc} \quad (2.4)$$

Agregando la expresión (2.4) en (2.3) se obtiene:

$$\mathbf{V}_s^{abc} = R_s \mathbf{i}_s^{abc} + L_s \frac{d\mathbf{i}_s^{abc}}{dt} + R_r (\mathbf{i}_s^{abc} - \mathbf{i}_r^{abc}) + \mathbf{v}_c^{abc} \quad (2.5)$$

Aplicando la Ley de Corrientes de Kirchoff en el lado AC del rectificador se obtiene:

$$\mathbf{i}_s^{abc} = \mathbf{i}_r^{abc} - \mathbf{i}_{cr}^{abc} \quad (2.6)$$

Expresando la corriente del capacitor  $C_r$  en términos diferenciales se obtiene:

$$\mathbf{i}_s^{abc} = \mathbf{i}_r^{abc} + C_r \frac{d\mathbf{v}_c^{abc}}{dt} \quad (2.7)$$

Aplicando la ley de Voltajes de Kirchoff en el lado DC del rectificador se obtiene:

$$v_r = v_{L_{dc}} + v_{dc} \quad (2.8)$$

Expresando el voltaje continuo de la carga en función de la corriente de carga continua  $i_{dc}$  se obtiene:

$$v_r = L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} + v_{dc} \quad (2.9)$$



Además de las ecuaciones antes descritas, se debe establecer las relaciones entre los voltajes y corrientes del lado AC y DC. Estas expresiones se deben considerar para obtener el modelo matemático completo, utilizando la función de transferencia  $s^{abc}$ . De esta forma, los voltajes de entrada del rectificador y las corrientes de línea se representan de la siguiente forma:

$$v_r = (\mathbf{s}^{abc})^T \mathbf{v}_{cr}^{abc} \quad (2.10)$$

$$\mathbf{i}_r^{abc} = (\mathbf{s}^{abc})^T i_{dc} \quad (2.11)$$

Este voltaje corresponde a la suma de voltajes en el capacitor  $C_r$  y la resistencia  $R_r$ . Reemplazando la expresión (2.10) en (2.9) se obtiene:

$$\left(\mathbf{s}^{abc}\right)^T \mathbf{v}_{\mathbf{cr}}^{abc} = L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} + R_{dc} i_{dc} \quad (2.12)$$

Desarrollando la expresión (2.12) en función del voltaje en la rama capacitiva del filtro LC y de la expresión (2.11), se establece la ecuación diferencial del enlace DC:

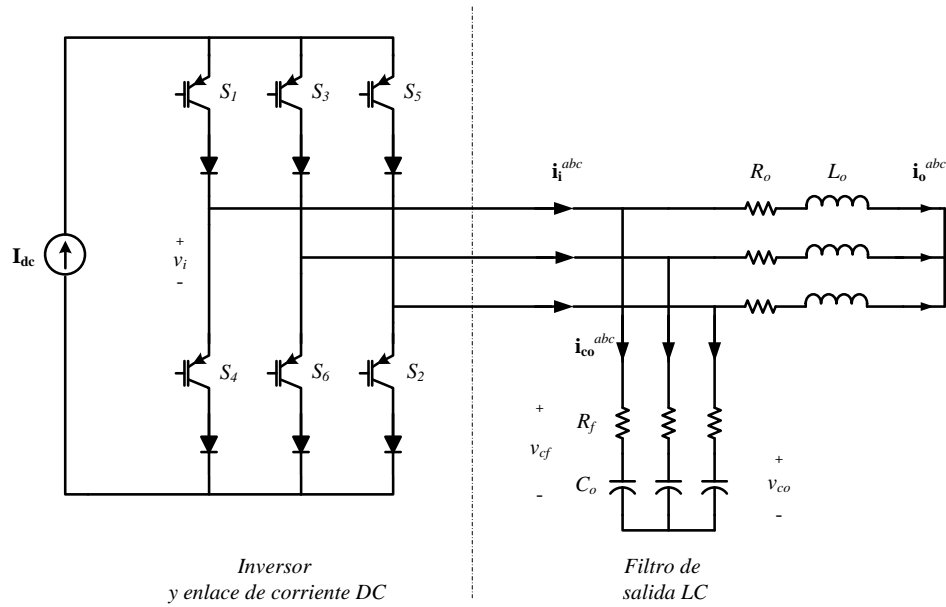
$$\left(\mathbf{s}^{abc}\right)^T \left(\mathbf{v}_{\mathbf{c}}^{abc} + R_r \left(\mathbf{i}_{\mathbf{s}}^{abc} - \mathbf{s}^{abc} i_{dc}\right)\right) = L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} + R_{dc} i_{dc} \quad (2.13)$$

Finalmente, a partir de las expresiones (2.5), (2.7) y (2.11) se obtiene el modelo del CSR en ejes abc despejando las ecuaciones en su forma diferencial:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}_{\mathbf{s}}^{abc} \\ \dot{\mathbf{v}}_{\mathbf{c}}^{abc} \\ \dot{i}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s + R_r}{L_s}\right) \mathbf{i}_{\mathbf{s}}^{abc} + \frac{1}{L_s} \mathbf{V}_{\mathbf{s}}^{abc} + \frac{R_r}{L_s} \mathbf{s}^{abc} i_{dc} - \frac{1}{L_s} \mathbf{v}_{\mathbf{c}}^{abc} \\ \frac{1}{C_r} \mathbf{i}_{\mathbf{s}}^{abc} - \frac{1}{C_r} \mathbf{s}^{abc} i_{dc} \\ \frac{1}{L_{dc}} \left(\mathbf{s}^{abc}\right)^T \mathbf{v}_{\mathbf{c}}^{abc} + \frac{R_r}{L_{dc}} \left(\mathbf{s}^{abc}\right)^T \mathbf{i}_{\mathbf{s}}^{abc} - \left(\frac{R_r + R_{dc}}{L_{dc}}\right) \left(\mathbf{s}^{abc}\right)^T \mathbf{s}^{abc} i_{dc} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

El sistema resultante es no lineal con las variables de estado  $\mathbf{i}_{\mathbf{s}}^{abc}$ ,  $\mathbf{v}_{\mathbf{c}}^{abc}$  e  $i_{dc}$ . Las entradas del sistema corresponden a las señales de la función de transferencia  $\mathbf{s}^{abc}$ .

La etapa inversora del Convertidor Fuente de Corriente (CSI) también tiene un filtro capacitivo en su etapa AC e inductivo en la carga con el fin de eliminar armónicas en las corrientes de línea. Para efectos del análisis, se representa a la corriente DC entregada por el rectificador como una fuente continua, eliminando el filtro inductivo y la resistencia en serie de su estructura. La figura 2.3 muestra el circuito del inversor fuente de corriente a estudiar.



**Fig. 2.3. Topología Inversor Fuente de Corriente.**

De forma análoga a la topología del Rectificador Fuente de Corriente, se desarrollan las expresiones para la obtención del modelo matemático del CSI en ejes  $abc$ . Las relaciones entre las corrientes y voltajes de los lados AC y DC son:

$$v_i = (\mathbf{s}^{abc})^T \mathbf{v}_{cf}^{abc} \quad (2.15)$$

$$\mathbf{i}_i^{abc} = \mathbf{s}^{abc} \mathbf{i}_{dc} \quad (2.16)$$

La relación entre las corrientes del inversor es:

$$\mathbf{i}_i^{abc} = \mathbf{i}_o^{abc} - \mathbf{i}_{co}^{abc} \quad (2.17)$$

Desarrollando (2.17) en términos de la corriente del capacitor y de la expresión (2.16) se obtiene:

$$\mathbf{s}^{abc} \mathbf{i}_{dc} = \mathbf{i}_o^{abc} + C_o \frac{d\mathbf{v}_{co}^{abc}}{dt} \quad (2.18)$$

Aplicando las leyes de Kirchoff de voltajes y corrientes, se obtiene en el lado AC del inversor:

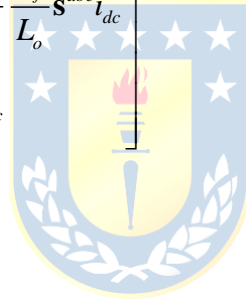
$$\mathbf{v}_{cf}^{abc} = L_o \frac{d\mathbf{i}_o^{abc}}{dt} + R_o \mathbf{i}_o^{abc} \quad (2.19)$$

El voltaje continuo del inversor, en términos de las corrientes de línea así como de la función de transferencia queda definido como:

$$v_i = R_f (\mathbf{s}^{abc})^T \mathbf{s}^{abc} i_{dc} - R_f (\mathbf{s}^{abc})^T \mathbf{i}_o^{abc} + (\mathbf{s}^{abc})^T \mathbf{v}_{co}^{abc} \quad (2.20)$$

De las expresiones (2.18) y (2.19) se obtiene el modelo diferencial del CSI en ejes  $abc$ :

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}_o^{abc} \\ \dot{\mathbf{v}}_{co}^{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_o - R_f}{L_o}\right) \mathbf{i}_o^{abc} + \frac{1}{L_o} \mathbf{v}_{co}^{abc} - \frac{R_f}{L_o} \mathbf{s}^{abc} i_{dc} \\ -\frac{1}{C_o} \mathbf{i}_o^{abc} + \frac{1}{C_o} \mathbf{s}^{abc} i_{dc} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$



### 2.2.2 Modelación en ejes dq0

A partir de las ecuaciones obtenidas en ejes  $abc$ , se procede a obtener el modelo del Convertidor Fuente de Corriente en ejes  $dq0$ , con el fin de trabajar en ejes sincrónicos la obtención de puntos de operación para el posterior diseño de componentes de potencia.

La función de transferencia  $\mathbf{s}^{abc}$  se expresa en función de su ganancia y las señales de modulación externas:

$$\mathbf{s}^{abc} = G_m \mathbf{m}^{abc} \quad (2.22)$$

Los parámetros descritos en la expresión anterior son los siguientes:

$\mathbf{m}^{abc}$  : Señal de moduladoras.

$G_m$  : Ganancia de modulación.



La expresión (2.14) entregaba el modelo en ejes  $abc$  del CSR. Aplicando la transformada de Park a dicha expresión, se obtiene el modelo en ejes  $dq0$ , obteniendo el siguiente sistema:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}_s^{dq} \\ \dot{\mathbf{v}}_c^{dq} \\ \dot{i}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbf{W}\mathbf{i}_s^{qd} - \left(\frac{R_s + R_r}{L_s}\right)\mathbf{i}_s^{dq} + \frac{1}{L_s}\mathbf{V}_s^{dq} + \frac{R_r}{L_s}\mathbf{s}^{dq}i_{dc} - \frac{1}{L_s}\mathbf{v}_c^{dq} \\ -\mathbf{W}\mathbf{v}_c^{qd} + \frac{1}{C_r}\mathbf{i}_s^{dq} - \frac{1}{C_r}\mathbf{s}^{dq}i_{dc} \\ \frac{1}{L_{dc}}(\mathbf{s}^{dq})^T \mathbf{v}_c^{dq} + \frac{R_r}{L_{dc}}(\mathbf{s}^{dq})^T \mathbf{i}_s^{dq} - \left(\frac{R_r + R_{dc}}{L_{dc}}\right)\mathbf{T}_{abc-dq} \left( (\mathbf{s}^{abc})^T \mathbf{s}^{abc} \right) i_{dc} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

La matriz  $\mathbf{W}$  corresponde a la matriz de frecuencias, definida como:

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} 0 & -\omega \\ -\omega & 0 \end{pmatrix} \quad (2.24)$$

En la expresión anterior la variable  $\omega$  corresponde a la frecuencia angular de la red. Para el desarrollo del sistema se utilizará el modelo promedio en ejes  $dq0$ . De este modo, se utilizará la expresión (2.22) para trabajar con las señales moduladoras del convertidor. Así, de la ecuación dinámica de la corriente DC en la expresión (2.23) se desarrolla la transformación a ejes sincrónicos del producto  $(\mathbf{s}^{abc})^T \mathbf{s}^{abc}$  a partir de su valor medio para un índice de modulación definido. El valor medio de dicha operación es:

$$\left( \frac{1}{T} \int_0^T (\mathbf{s}^{abc})^T \mathbf{s}^{abc} dt \right) = \frac{5}{3} |\mathbf{m}^{abc}| \quad (2.25)$$

$$\mathbf{T}_{abc-dq} \left( \frac{5}{3} |\mathbf{m}^{abc}| \right) = \frac{5}{3} \sqrt{\frac{2}{3}} |\mathbf{m}^{dq}| \quad (2.26)$$

El sistema en ejes  $dq0$  en términos de las moduladoras queda definido como:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}_s^{dq} \\ \dot{\mathbf{v}}_c^{dq} \\ \dot{i}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbf{W}\mathbf{i}_s^{qd} - \left(\frac{R_s + R_r}{L_s}\right)\mathbf{i}_s^{dq} + \frac{1}{L_s}\mathbf{V}_s^{dq} + \frac{R_r G_m}{L_s}\mathbf{m}^{dq}i_{dc} - \frac{1}{L_s}\mathbf{v}_c^{dq} \\ -\mathbf{W}\mathbf{v}_c^{qd} + \frac{1}{C_r}\mathbf{i}_s^{dq} - \frac{G_m}{C_r}\mathbf{m}^{dq}i_{dc} \\ \frac{G_m}{L_{dc}}(\mathbf{m}^{dq})^T \mathbf{v}_c^{dq} + \frac{R_r G_m}{L_{dc}}(\mathbf{m}^{dq})^T \mathbf{i}_s^{dq} - \left(\frac{R_r + R_{dc}}{L_{dc}}\right)\frac{5}{3}\sqrt{\frac{2}{3}}|\mathbf{m}^{dq}|i_{dc} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

De esta manera se dispone de un modelo matemático que representa la interacción dinámica de las variables de estado para el modelo promedio del CSR. Se establecen como entradas a las señales moduladoras  $m^d$  y  $m^q$ , mientras que las variables de estado son  $\mathbf{i}_s^d$ ,  $\mathbf{i}_s^q$ ,  $\mathbf{v}_c^d$ ,  $\mathbf{v}_c^q$  e  $i_{dc}$ . Para el CSI, se obtienen las ecuaciones del modelo promedio en ejes  $dq0$  de manera similar a las obtenidas en el CSR:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}_o^{dq} \\ \dot{\mathbf{v}}_{co}^{dq} \\ \dot{i}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbf{W}\mathbf{i}_o^{qd} - \left(\frac{R_o + R_f}{L_o}\right)\mathbf{i}_o^{dq} - \frac{R_f G_m}{L_o}\mathbf{m}^{dq}i_{dc} - \frac{1}{L_o}\mathbf{v}_{co}^{dq} \\ -\mathbf{W}\mathbf{v}_{co}^{qd} + \frac{1}{C_f}\mathbf{i}_o^{dq} - \frac{G_m}{C_f}\mathbf{m}^{dq}i_{dc} \\ -R_f G_m (\mathbf{m}^{dq})^T \mathbf{i}_o^{dq} + G_m (\mathbf{m}^{dq})^T \mathbf{v}_{co}^{dq} + R_f \frac{5}{3}\sqrt{\frac{2}{3}}|\mathbf{m}^{dq}|i_{dc} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

En este sistema se tienen como variables de estado las corrientes de salida  $\mathbf{i}_o^d$ ,  $\mathbf{i}_o^q$ , los voltajes en el capacitor  $\mathbf{v}_{co}^d$ ,  $\mathbf{v}_{co}^q$  y el voltaje de inversor  $\mathbf{v}_i$ . Como se definía un sistema balanceado, se omite en el análisis el eje 0 del sistema.

### 2.2.3 Región de operación del Convertidor Fuente de Corriente

La región de operación del convertidor permite establecer la capacidad de este al momento de entregar corriente continua en estado estable, así como determinar el factor de potencia del sistema en términos de potencia activa y reactiva. Se utilizan las ecuaciones del CSR en ejes  $dq$  obtenidas en la expresión (2.27) anulando las derivadas y normalizando las señales de voltaje de entrada.

A partir de la ecuación (2.27), se destacan las expresiones correspondientes a las corrientes estáticas de línea del rectificador en función de la tensión de entrada del rectificador, las moduladoras, la tensión de entrada normalizada y la corriente directa:

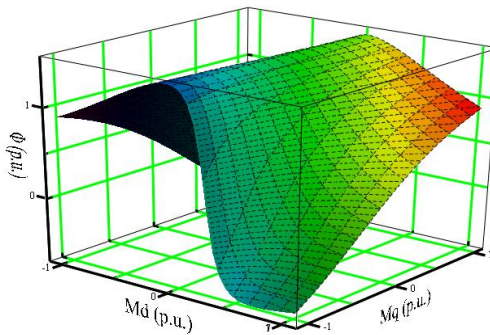
$$0 = \omega i_s^q + \frac{1}{L_s} V_s^d - \left( \frac{R_s + R_r}{L_s} \right) i_s^d - \frac{1}{L_s} v_c^d + \frac{R_r G_m}{L_s} m^d i_{dc} \quad (2.29)$$

$$0 = -\omega i_s^d + \frac{1}{L_s} V_s^q - \left( \frac{R_s + R_r}{L_s} \right) i_s^q - \frac{1}{L_s} v_c^q + \frac{R_r G_m}{L_s} m^q i_{dc} \quad (2.30)$$

El ángulo de fase que entrega el convertidor queda definido por la siguiente relación:

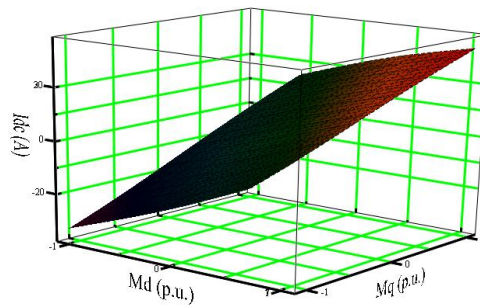
$$\varphi = a \tan \left( \frac{i_s^q}{i_s^d} \right) \quad (2.31)$$

A partir de la expresión anterior, se puede definir la región de operación del convertidor en función de la fase en un factor de potencia definido a 0.96 inductivo.



**Fig. 2.4. Región de operación Convertidor Fuente de Corriente en función del ángulo de fase.**

La corriente continua entregada por el rectificador en función de las moduladoras queda representada por el siguiente gráfico:



**Fig. 2.5. Corriente DC del rectificador en función de las moduladoras.**

Por la naturaleza del convertidor, los valores negativos de la corriente DC no corresponden a los valores entregados por este. De este modo, se deben limitar los valores máximos de modulación para cumplir con dicha condición.

### 2.3. Diseño de componentes

Para trabajar en el diseño de los filtros que componen el convertidor se deben tomar en cuenta diferentes parámetros y características del sistema, tales como la frecuencia de resonancia, ripple de corriente DC, período de trabajo de la modulación a utilizar y el factor de potencia.

En el diseño del filtro de entrada LC del CSR se tomará como parámetro la frecuencia de resonancia de este, que se define como:

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_f}} \quad (2.32)$$

Dado que en el lado AC del rectificador presentan contenido armónico en sus corrientes de línea en términos de frecuencia  $k \cdot n \pm 1$ , se establece un ancho de banda de tal manera que no existan armónicos en aquel espectro. Esto permite que los componentes armónicos de las corrientes de línea se desplacen a frecuencias mayores que las deseadas.

Debido a las características de diseño, es necesario establecer un punto de operación para el convertidor, en el cual trabaje en estado estacionario en ejes  $dq$  para un voltaje de entrada fijo y una modulación PWM establecida. A partir de las expresiones obtenidas en (2.27) se puede obtener

dicho punto de operación igualando las derivadas a 0. De esta forma, el punto de operación deseado queda definido por el sistema de ecuaciones:

$$0 = \omega i_s^q - \left( \frac{R_s + R_r}{L_s} \right) i_s^d + \frac{1}{L_s} V_s^d - \frac{1}{L_s} v_c^d + \frac{R_r G_m}{L_s} m^d i_{dc} \quad (2.33)$$

$$0 = -\omega i_s^d - \left( \frac{R_s + R_r}{L_s} \right) i_s^q + \frac{1}{L_s} V_s^q - \frac{1}{L_s} v_c^q + \frac{R_r G_m}{L_s} m^q i_{dc} \quad (2.34)$$

$$0 = \omega v_c^q + \frac{1}{C_r} i_s^d - \frac{G_m}{C_r} m^d i_{dc} \quad (2.35)$$

$$0 = -\omega v_c^d + \frac{1}{C_r} i_s^q - \frac{G_m}{C_r} m^q i_{dc} \quad (2.36)$$

$$0 = \frac{G_m}{L_{dc}} (\mathbf{m}^{dq})^T \mathbf{v}_c^{dq} + \frac{R_r G_m}{L_{dc}} (\mathbf{m}^{dq})^T \mathbf{i}_s^{dq} - \left( \frac{R_r + R_{dc}}{L_{dc}} \right) \frac{5}{3} \sqrt{\frac{2}{3}} |\mathbf{m}^{dq}| i_{dc} \quad (2.37)$$

Para obtener un sistema compatible determinado, es necesario identificar el índice de modulación para la señal moduladora PWM. Para el caso del diseño del rectificador fuente de corriente, se establece un señal SPWM con una moduladora en ejes  $dq$ , que tiene como valores máximos 0.5 [pu] y un índice de modulación dado por:

$$M = \sqrt{\frac{2}{3} \left( (M_d)^2 + (M_q)^2 \right)} \quad (2.38)$$

Tal como se vio anteriormente se toma en cuenta la potencia reactiva a compensar por el convertidor. Esto se ve reflejado en el factor de potencia máximo para el sistema, el cual estará fijado en un valor de 0.96 [pu] inductivo. De esta forma, la expresión para el factor de potencia es:

$$a \cos(fp) = -a \tan \left( \frac{i_s^q}{i_s^d} \right) \quad (2.39)$$

Finalmente, tomando el valor de la corriente media a la salida del rectificador se puede establecer la relación entre la corriente y voltaje continuo:

$$V_{dc} = I_{dc} R_{dc} \quad (2.40)$$

Reestructurando la expresión (2.40) en términos de la potencia media de salida del rectificador, se obtiene:

$$P_{dc} = I_{dc}^2 R_{dc} \quad (2.41)$$

Para el diseño del filtro inductivo se toma en cuenta que el tamaño de este depende de la distorsión total de la corriente DC entregada por el rectificador. Un valor bajo de inductor  $L_{dc}$  altera la distorsión total de dicha corriente produciendo alteraciones en su valor, así como un valor alto de este filtro provoca retardos en la respuesta del convertidor al momento de implementar métodos de control. El ripple de corriente continua de salida del rectificador queda definido como:

$$\Delta i_{dc} = \frac{V_{L_{dc}}}{L_{dc}} \Delta T \quad (2.42)$$

Estableciendo el tiempo de conmutación promedio como:

$$\Delta T = \frac{1}{f_{sw}} \quad (2.43)$$

Finalmente, usando la expresión (2.40) asumiendo que el inductor es lo suficientemente grande para eliminar el residuo armónico de la corriente y reemplazándola en (2.43) se obtiene el valor del filtro DC:

$$L_{dc} = \frac{R_{dc}}{f_{sw} k_{L_{dc}}} \quad (2.44)$$

Para el diseño del filtro AC del CSI se utilizarán los valores obtenidos para el CSR. Esto debido a que para el trabajo de simulación se alimentará mediante la corriente DC entregada por el rectificador, así como establecer una carga inductiva como salida del convertidor.

Con las expresiones anteriores, se pueden obtener los valores del filtro de entrada LC del rectificador. Los valores de los parámetros para el diseño del CSC se designaron de acuerdo a trabajos realizados anteriormente para desarrollar un sistema de ecuaciones compatible determinado a partir de las expresiones vistas anteriormente en este punto.

El voltaje de fase de red  $V_s$  se determinó en 220[V] RMS con una frecuencia de 50 [Hz], mientras que el índice de modulación se fijó en 0.8 p.u. Para la modulación SPWM que se desea implementar en el CSC, la ganancia DC de la modulación es de 0.866 p.u., mientras que se establece un factor de potencia inductivo de 0.96 p.u.. La potencia DC de la carga se estableció con un valor de 4500 [W] y la frecuencia de resonancia del filtro LC se fijó en 225 [Hz], es decir, 4,5 veces la frecuencia natural de la red. De esta manera, se considera un ancho de banda libre de armónicos inferior al 1%. Los resultados se resumen en las siguientes tablas:

**TABLA 2.2. Parámetros del CSR.**

Parámetro	Valor
$f_m$ (frecuencia de resonancia)	225 Hz
$M$ (índice de Modulación)	0.8 p.u.
$f_p$ (factor de potencia)	0.96 p.u.
$P_{dc}$ (potencia DC)	4500 W
$G_m$ (ganancia PWM)	0.866 p.u.
$V_s$ (voltaje de red RMS)	220 V
$f_s$ (frecuencia de red)	50 Hz
$R_s$ (resistencia filtro serie)	1 $\Omega$
$R_r$ (resistencia damping)	1.5 $\Omega$
$R_{dc}$ (resistencia enlace DC)	10 $\Omega$

El punto de operación obtenido mediante las expresiones (2.33) a la (2.41) en el cual trabajará el convertidor entrega los siguientes valores:

**TABLA 2.3. Punto de operación obtenido del CSR.**

Parámetro	Valor
$I_s^d$	13.627 A
$I_s^q$	-3.975 A
$V_c^d$	361.263 V
$V_c^q$	-30.550 V
$I_{dc}$	21.213 V
$M^d$	0.592
$M^q$	-0.781
$V_s^d$	$220\sqrt{3}$ V
$V_s^q$	0 V

Los valores de los componentes del filtro LC y del enlace de corriente DC se resumen en la siguiente tabla:

**TABLA 2.4. Valores obtenidos para el filtro de entrada y enlace DC del CSR.**

Parámetro	Valor
$L_s$ (inductor de entrada)	3.655 mH
$C_f$ (capacitor de entrada)	110.9 $\mu$ F
$L_{dc}$ (inductor de enlace DC)	114.1 mH

## 2.4. Discusión y Conclusiones

En este capítulo se desarrolló principalmente el análisis y modelación matemática del convertidor fuente de corriente tanto en ejes  $abc$  como en ejes sincrónicos  $dq$ , estableciendo diferentes parámetros en las etapas rectificadora e inversora. Todo este proceso se trabajó bajo la teoría de la modulación SPWM, utilizando información y trabajos desarrollados con anterioridad.

También se analizó en este capítulo las regiones de operación del sistema en términos del ángulo de fase y la corriente continua entregados por el CSR. No se desarrolló un análisis exhaustivo de este punto, debido principalmente a que sólo se utilizó para establecer parámetros necesarios al momento del diseño de los filtros que componen el sistema.

Finalmente se obtuvieron los valores de los dispositivos de potencia que forman los filtros AC y DC mediante un sistema de ecuaciones obtenido gracias a los puntos de operación del convertidor. Cabe señalar que dichos valores pueden ser modificados para diferentes índices y parámetros del sistema.



## Capítulo 3. Modulación SPWM en Convertidores Fuente de Corriente

### 3.1. Introducción

Las técnicas de modulación por ancho de pulso (Pulse Width Modulation, PWM) permiten controlar la cantidad de potencia entregada a las diferentes estructuras de un convertidor. Ellas modifican el ciclo de trabajo de una señal periódica por medio de una comparación entre dos señales, una llamada “moduladora” y otra denominada “portadora”. Con esto se logra entregar una señal de conmutación que permite el encendido y apagado de los interruptores de potencia modificando las características de las señales de corriente y voltaje dentro del convertidor.

En el presente capítulo se estudiará brevemente la técnica de modulación SPWM aplicada en convertidores fuente de corriente, basándose en las teorías desarrolladas para convertidores fuente de voltaje.

### 3.2. Modulación SPWM para convertidores fuente de voltaje

La modulación SPWM consiste en desarrollar señales de disparo mediante la comparación de dos señales, una de ellas de forma sinusoidal y otra triangular. Gracias a esto se puede controlar la señal de salida modificando la amplitud de la señal sinusoidal y además, eliminar el contenido armónico mediante la designación de adecuadas frecuencias en la señal portadora. La frecuencia de la señal moduladora será igual a la frecuencia de la señal de salida del convertidor, mientras que la frecuencia de la señal portadora establecerá la frecuencia de conmutación de los interruptores de potencia.

La señal de conmutación PWM resultante para el convertidor dependerá del valor de la señal moduladora con respecto a la portadora en un determinado ciclo de trabajo. La forma de onda resultante será del tipo cuadrada como se muestra en la figura 3.1:

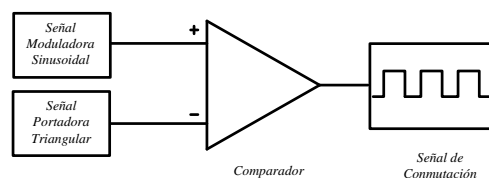


Fig. 3.1. Estructura de generación de señales para modulación SPWM.

En un convertidor trifásico, se utilizan tres señales moduladoras las que están desfasadas en  $120^\circ$  una con respecto a la otra, a una frecuencia  $f_m$  y una amplitud  $A_m$ , mientras que la señal portadora posee una amplitud  $A_C$  y una frecuencia  $f_C$  de alto valor, generalmente en el rango de 2 a 16 [kHz]. Las tres señales moduladoras se comparan con la señal portadora en común. A partir de esto se pueden establecer ciertos parámetros de la modulación SPWM.

El índice de modulación se define como:

$$M_i = \frac{A_m}{A_C} \quad (3.1)$$

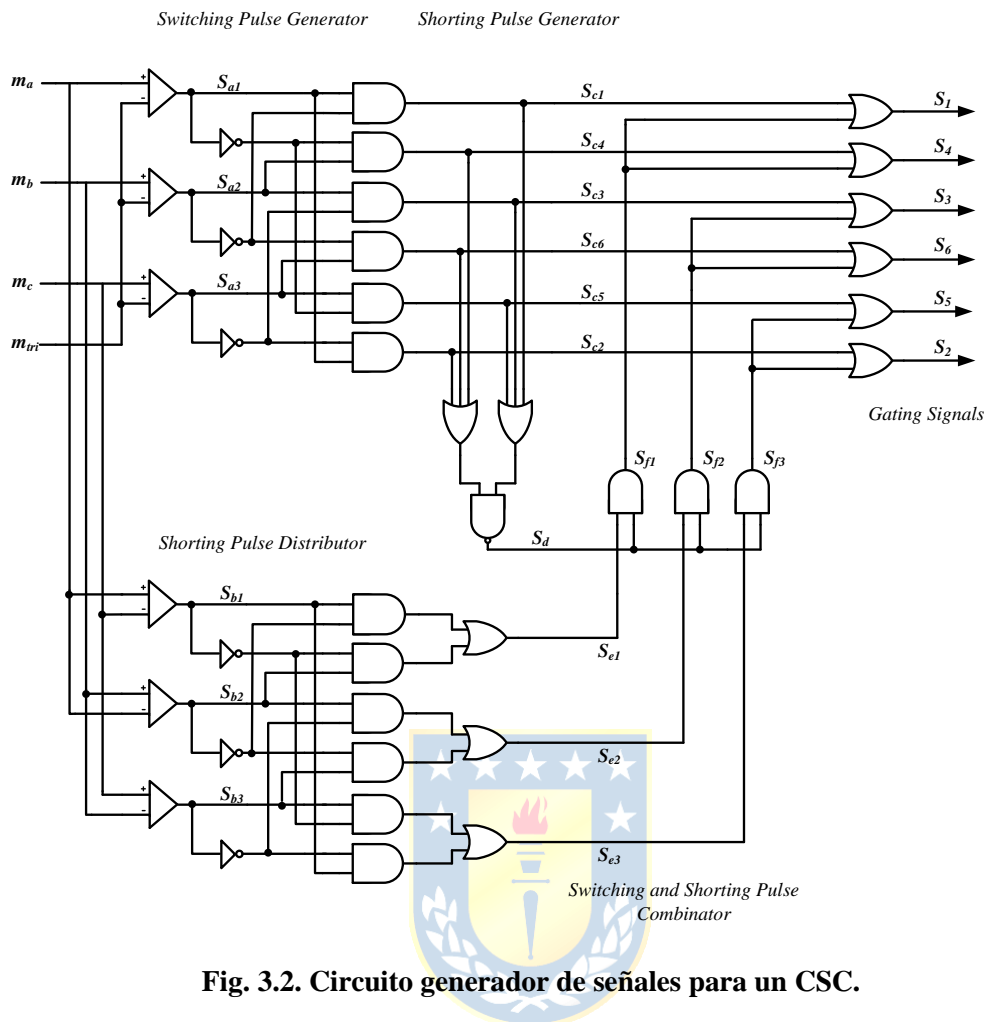
La razón de modulación corresponde a la relación entre la frecuencia de la señal portadora y moduladoras es:

$$f_{cn} = \frac{f_C}{f_m} \quad (3.2)$$

Esta razón permite disminuir el contenido armónico de las señales de salida. Además, estableciendo un valor múltiplo de 3 de esta razón permite eliminar un número de armónicos determinado de bajas armónicas.

### 3.3. Modulación SPWM para convertidores fuente de corriente

El desarrollo de la modulación SPWM para convertidores fuente de voltaje visto en el punto anterior puede aplicarse a convertidores de tipo fuente de corriente mediante el uso de un circuito lógico como el que se muestra en la figura 3.2. Este circuito permite obtener patrones de disparo para convertidores tipo fuente de corriente a partir de los patrones obtenidos para un convertidor tipo fuente de voltaje. Con esto, las corrientes de línea que desean obtenerse en el lado AC del convertidor son idénticas a las señales de voltaje de un convertidor fuente de corriente son similares a los voltajes de línea de un convertidor tipo fuente de voltaje, para similares señales portadoras y moduladoras.



**Fig. 3.2. Circuito generador de señales para un CSC.**

El desarrollo de los patrones de disparo y señales de conmutación para un CSC mediante el uso del circuito lógico anterior, debe considerar las restricciones que posee este convertidor en términos de los estados permitidos de conmutación con el fin de evitar cortocircuitos a través de las ramas capacitivas en el lado AC y circuitos abiertos en el enlace DC, como se estableció en el Capítulo 2 de este trabajo.

El circuito generador de señales está compuesto por diferentes etapas. La primera de estas corresponde al “*Switching Pulse Generator*”, la cual entrega señales de disparo  $S_c$  a partir del esquema de comparación de las señales moduladoras  $\mathbf{m}^{abc}$  y la señal triangular portadora para la modulación SPWM en convertidores tipo fuente de corriente. Las señales de disparo entregadas son generadas mediante la comparación binaria de los estados posibles de los interruptores de potencia y los voltajes de línea normalizados del convertidor fuente de voltaje, las cuales son equivalentes a los

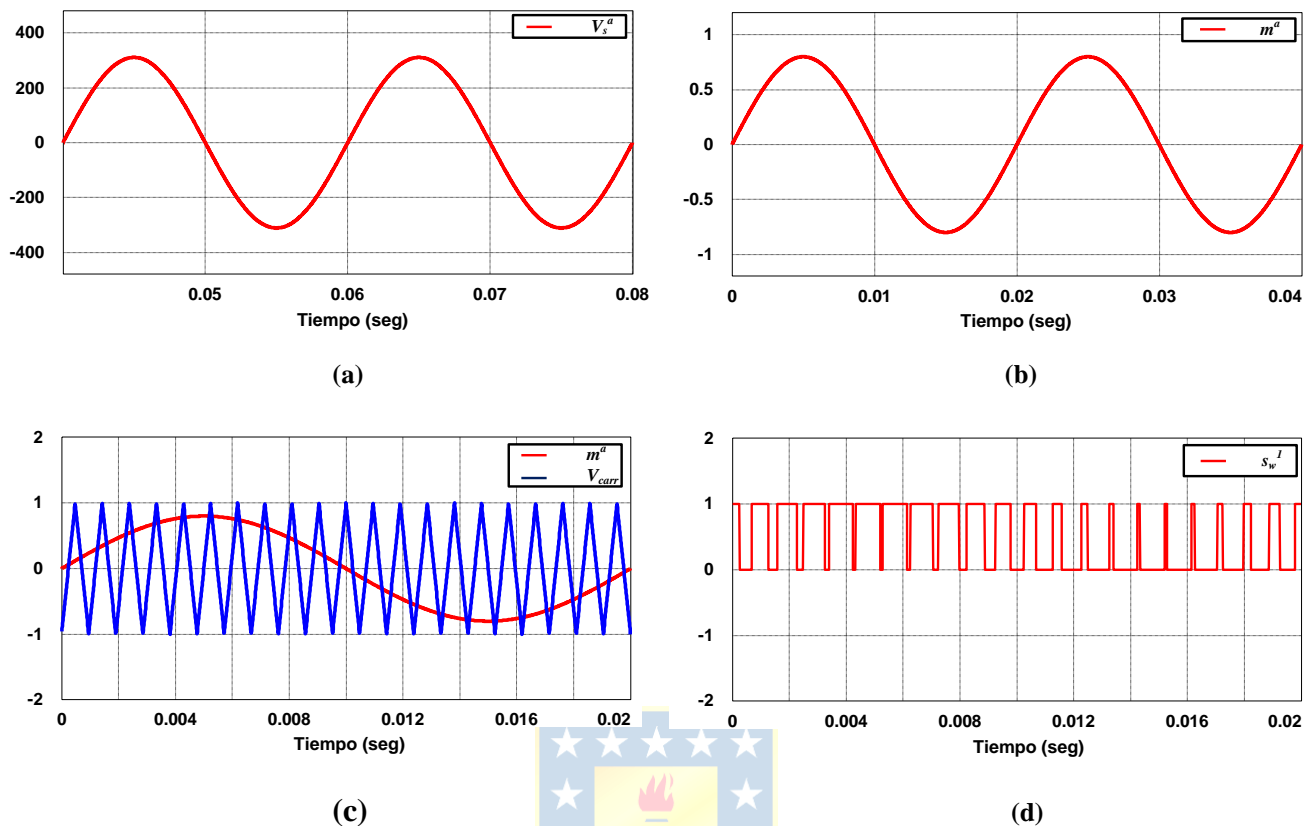
estados válidos de conmutación del CSC.

El “*Shorting Pulse Generator*” genera un pulso  $S_d$  que se activa cuando ninguno de los interruptores superiores o inferiores se encuentren apagados, asegurando la condición que al menos un interruptor superior y uno inferior se encuentre encendido en un CSC. Posteriormente, para añadir los estados cero del CSC en los cuales la corriente DC circula libremente anulando las corrientes AC, el pulso  $S_d$  se agrega a solo una pierna del convertidor mediante el “*Switching and Shorting Pulse Combinator*”. Para desarrollar una distribución simétrica de estos pulsos de corte cada  $120^\circ$ , se generan señales sincrónicas,  $S_e$ , a partir de las señales moduladoras que equivalen a una corriente de fase respectiva. Dichas señales son generadas por el “*Shorting Pulse Distributor*”, permitiendo de esta manera una distribución simétrica de los pulsos de disparo, estableciendo que las corrientes RMS sean iguales para cada pierna del convertidor.

### 3.4. Simulación SPWM para convertidores fuente de corriente

Para simular el modelo en ejes  $abc$  del convertidor fuente de corriente se utilizaron los parámetros obtenidos en el capítulo anterior. En primer lugar se desarrolla la simulación del modelo para el CSR aplicando un índice de modulación de 0.8 [pu] y una razón de modulación de 21 [pu], esperando eliminar la  $5^\circ$ ,  $7^\circ$ ,  $11^\circ$ ,  $13^\circ$  y  $17^\circ$  armónicas de las señales de corriente del rectificador. Luego, utilizando los mismos criterios de modulación se realiza la simulación del CSI y finalmente la simulación para el CSC. Con esto se busca establecer la dualidad de los modelos correspondientes.

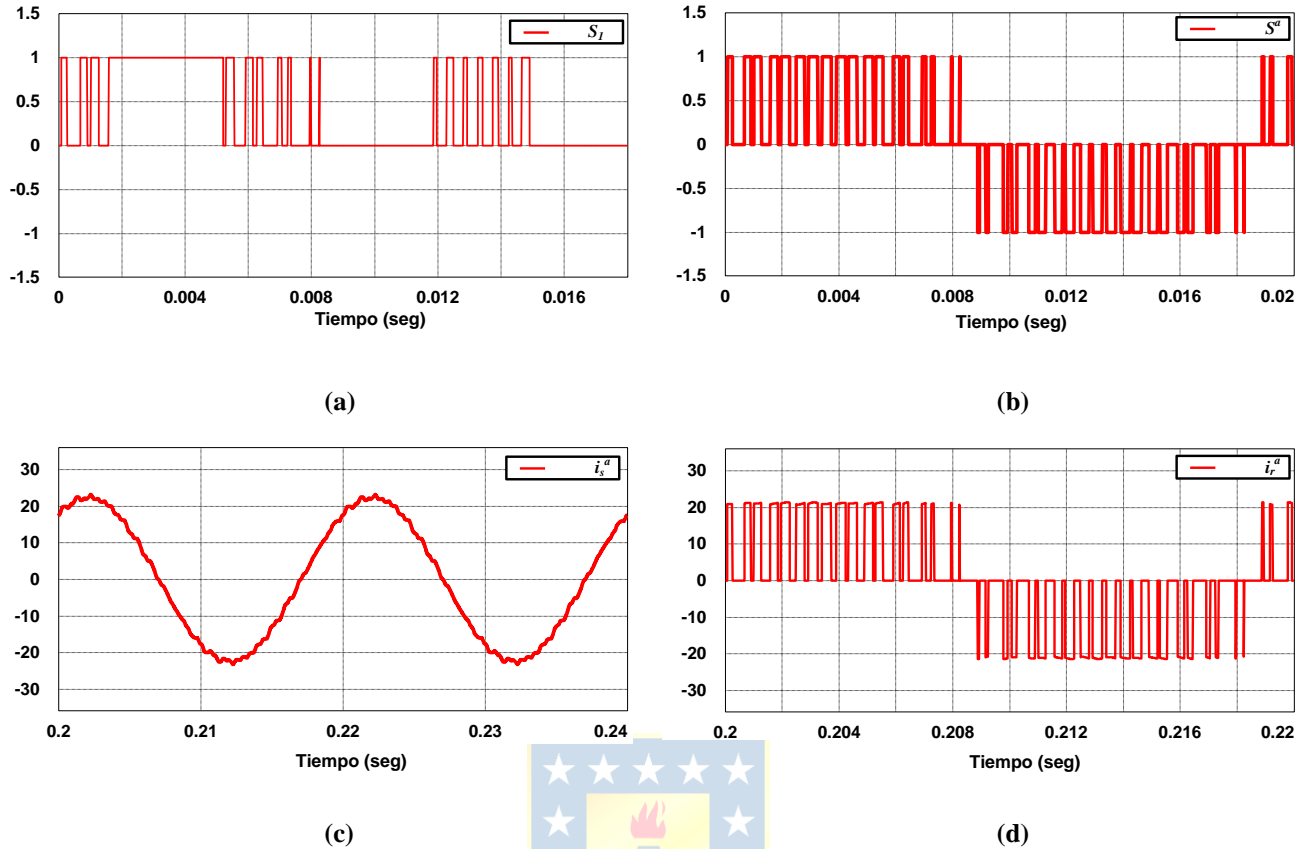
Los principales valores utilizados son la tensión de fase de entrada fijada en 220 [V] RMS, el factor de potencia en el convertidor de 0.96 inductivo y la frecuencia de red correspondiente a 50 [Hz]. Se grafican la señal moduladora y portadora del sistema, para luego graficar la función de transferencia, señal de disparo y corrientes de línea para la fase “a” del sistema.



**Fig. 3.3. Formas de onda para simulación SPWM en Convertidor Fuente de Corriente.**

(a) Voltaje de entrada de fase “a”; (b) Señal moduladora de fase “a”; (c) Señal moduladora “a” y señal portadora; (d) Señal de disparo para interruptor 1, con desarrollo para convertidores fuente de voltaje.

En la figura 3.3 a) se muestra las forma de onda de la señal de entrada  $V_s^a$ . Presenta una amplitud de  $220 \cdot \sqrt{2}$  [V] a frecuencia de red de 50 [Hz]. Las figuras 3.3 b) y c) muestran las señales moduladora y triangular para la modulación SPWM del convertidor. Se aprecia que la amplitud máxima de la señal moduladora en el eje “a” es de 0.8 [V], mientras que la amplitud de la señal portadora corresponde a 1 [V]. A partir de la expresión (3.1) se determina el índice de modulación de 0.8 [pu] utilizado en la simulación. Además, dada la expresión (3.2) se establece que la razón de modulación usada fue de 21 [pu]. La figura 3.3 d) muestra la señal de control y disparo del interruptor 1 tanto del rectificar e inversor. Esta señal representa la comparación de las señales utilizadas para generar la modulación SPWM basada en un convertidor fuente de voltaje.

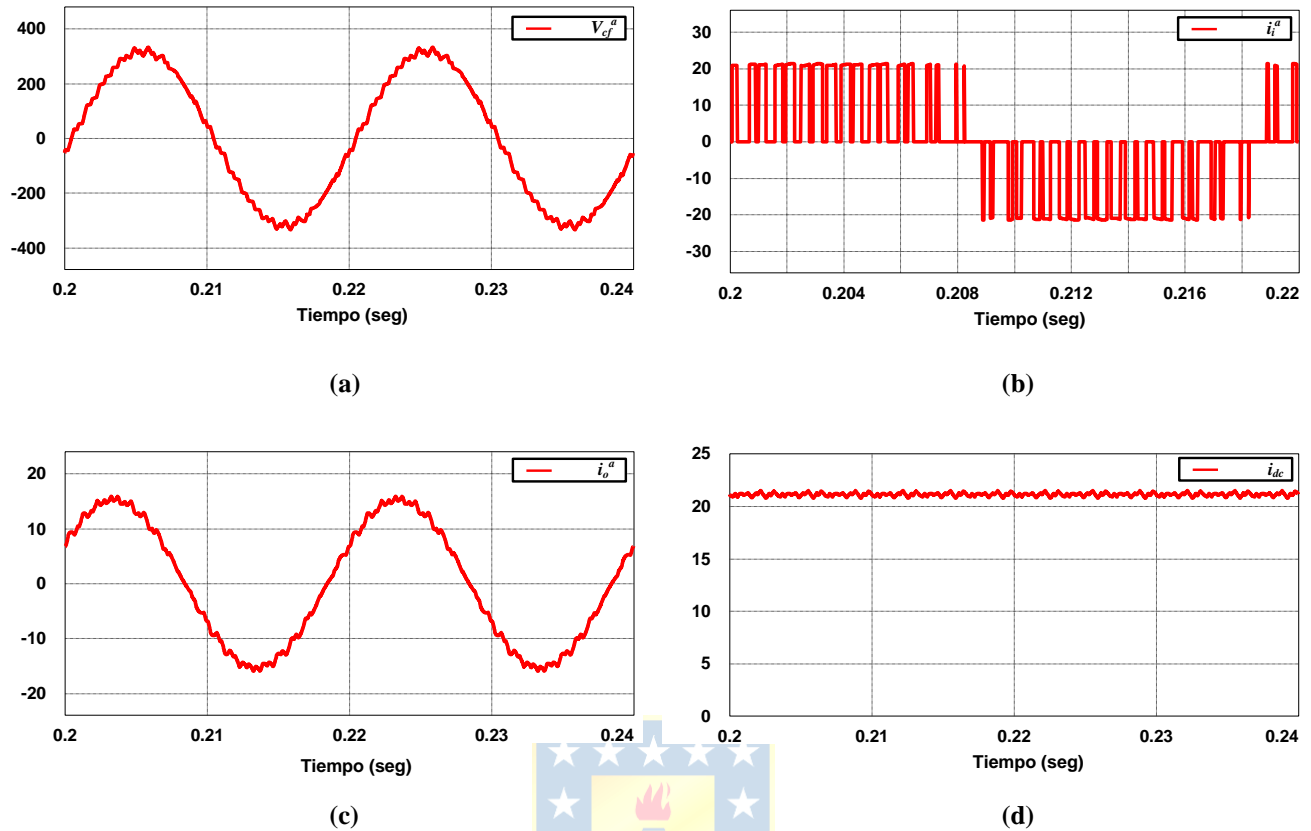


**Fig. 3.4. Formas de onda para simulación SPWM en Convertidor Fuente de Corriente.**

(a) Señal de disparo para interruptor 1, con desarrollo para convertidores fuente de corriente; (b) Función de transferencia  $m^a$ ; (c) Corriente de entrada  $i_s^a$ ; (d) Corriente de entrada del rectificador  $i_r^a$ .

Se generó la señal de control para el interruptor 1 para la topología fuente de corriente, utilizando el circuito generador descrito en 2.1.2 como se muestra en la figura 3.4 a). La figura 3.4 b) presenta la función de transferencia en la fase “a” del convertidor, desarrollada como la diferencia entre las señales de disparo de los interruptores 1 y 4. De forma similar se desarrollaron las funciones de transferencia para las fases “b” y “c”.

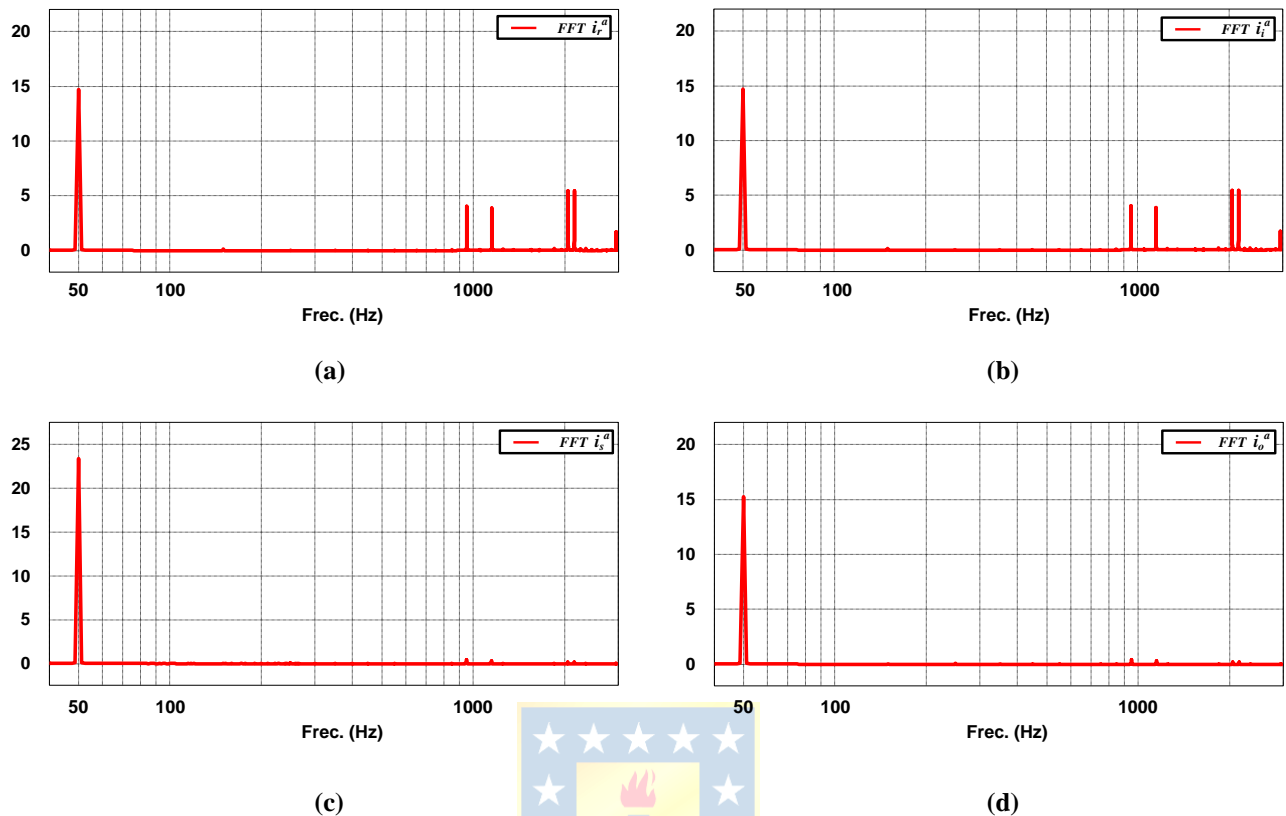
La figura 3.4 d) muestra la señal de corriente de entrada al rectificador, presentando una similar forma de onda a la función de transferencia y una amplitud igual a la corriente de enlace DC. En la figura 3.4 c) se aprecia que la señal de corriente en el lado AC del rectificador. Su forma de onda es similar a las señales de onda de los voltajes de alimentación, produciéndose una pequeña perturbación producida por el diseño del filtro de entrada.



**Fig. 3.5. Formas de onda para simulación SPWM en Convertidor Fuente de Corriente.**

(a) Voltaje en el capacitor  $C_f$  del rectificador; (b) Corriente de salida del inversor en fase "a"; (c) Corriente de carga en fase "a" (d) Corriente en el enlace DC.

Las señales de voltaje en el capacitor de entrada y corriente de salida del inversor presentadas en las figuras 3.5 a) y 3.5 c) presentan similares características a las señales de corriente presentadas en la figura 3.4, variando en ellas la amplitud del voltaje entregado por el convertidor. La figura 3.5 d) corresponde a la corriente DC entregada por el enlace inductivo, obteniendo un valor medio continuo de 21.6 [A].



**Fig. 3.6. Espectro de las Formas de Onda del Convertidor Fuente de Corriente.**

(a) FFT de la corriente de entrada del rectificador; (b) FFT de la corriente de salida del inversor; (c) FFT de la corriente de línea del convertidor; (d) FFT del voltaje en el capacitor  $C_f$ .

La figura 3.6 presenta los espectros en el plano de frecuencia de las señales de corriente del convertidor y la señal de voltaje del rectificador. Las figuras 3.6 a) y 3.6 b) muestran los espectros de las corrientes de entrada del rectificador y salida del inversor. Ambas señales presentan similares características al momento de revisar las componentes armónicas presentes en ellas. Se aprecia que la primera armónica significativa en aparecer corresponde a la frecuencia de 950 [HZ], mientras que las armónicas ubicadas en frecuencias menores han sido suprimidas. La razón de modulación con la que se realizó la modulación indica que el primer set de armónicas se ubique en la frecuencia de conmutación diseñada. El orden de dichas armónicas está dado por  $f_{cn} \pm 2$ , por lo que las primeras armónicas en aparecer son la 19° y 23°.

La figuras 3.6 c) y 3.7 d) corresponden al espectro de la señal de corriente de entrada del rectificador y el voltaje en el capacitor de entrada del convertidor. La primera armónica correspondiente a la fundamental de la señal está ubicada a la frecuencia de red del convertidor.



Debido a la conmutación de los interruptores propia de la modulación SPWM se aprecian pequeños spikes en los espectros a las frecuencias pertenecientes a los armónicos  $19^\circ$  y  $23^\circ$ .

### 3.5. Discusión y Conclusiones

En este capítulo se desarrolló la modulación SPWM aplicada a un convertidor fuente de corriente. Se establecieron los parámetros fundamentales de acuerdo a la eliminación de las primeras cinco armónicas principales no múltiplos de 3 del espectro de las señales de corriente del convertidor, usando los datos y diseño establecidos en el capítulo anterior. Al observar el resultado de la simulación, se puede concluir que se logra eliminar las armónicas de baja frecuencia hasta la  $17^\circ$ , pudiendo controlar la amplitud de la señal continua de corriente en función de la potencia continua deseada.

Al analizar las corrientes de carga en la salida del inversor, se aprecia que poseen características similares a los voltajes de entrada del convertidor, con alteraciones en las señales debido al proceso de conmutación realizadas por los interruptores de potencia. Para diferentes valores de los filtros de entrada y salida del sistema estas perturbaciones se ven reducidas en valores mínimos, concluyendo que el convertidor trabaja en una región de operación aceptable. Al eliminar la resistencia que atenúa el “*damping*” pasivo se puede apreciar que no existen mayores cambios respecto a la corriente de enlace DC, planteando la posibilidad de suprimir este componente para efectos del desarrollo del modelo del convertidor.

## Capítulo 4. Topología del Convertidor Fuente de Corriente Multinivel

---

### 4.1. Introducción

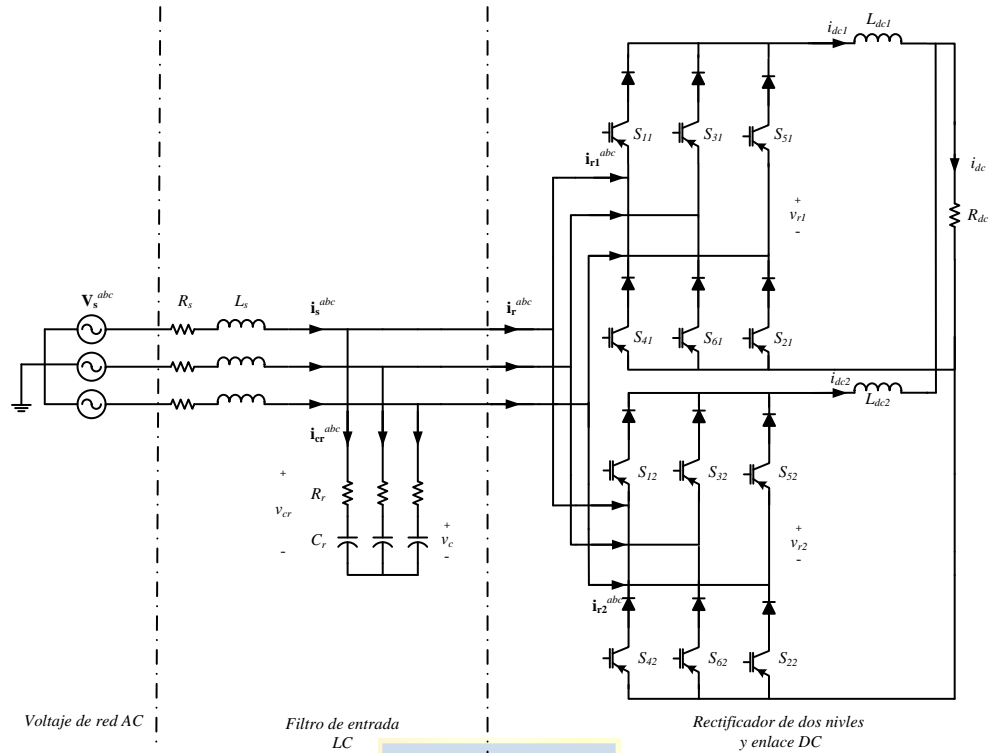
En el presente capítulo se analiza la topología del convertidor trifásico fuente de corriente multinivel, compuesto por dos convertidores conectados en paralelo. Para ello se realiza al igual que en el capítulo 1, el estudio por separado del rectificador fuente de corriente y posteriormente del inversor fuente de corriente. Se determina el modelo en ejes  $abc$  y posteriormente su desarrollo en ejes  $dq0$ . Con ello se calculan los componentes del filtro de entrada y punto de operación para su posterior simulación con modulación SPWM y SDEM que se desarrollan en los siguientes capítulos.

### 4.2. Modelación del Convertidor Fuente de Corriente Multinivel

#### 4.2.1 Modelación en ejes $abc$ .

La etapa inversora del CSC de dos niveles consta de dos rectificadores conectados en paralelo como muestra la figura 3.1. Ambos rectificadores comparten en el lado AC, además de la tensión de alimentación trifásica, el filtro de entrada LC con una resistencia para el dumping pasivo. En el lado DC, se introducen dos inductores en serie que permitirán la distribución de corriente DC al inversor.

En la topología propuesta se asume que las corrientes de entrada al inversor son iguales con un sistema balanceado en el lado DC. De esta manera, la corriente trifásica  $i_r^{abc}$  reflejada en el lado AC se compone por la suma de las corrientes de cada rectificador que son  $i_{r1}^{abc}$  e  $i_{r2}^{abc}$ .



**Fig. 4.1. Topología del Rectificador Fuente de Corriente multinivel.**

Cada rectificador se comporta de manera independiente del otro, por este motivo es necesario definir dos funciones moduladoras que permitirán el encendido y apagado de cada uno de los interruptores de potencia.

$$\mathbf{m}_1^{abc}(t) = \begin{bmatrix} m_1^a(t) & m_1^b(t) & m_1^c(t) \end{bmatrix}^T \quad (4.1)$$

$$\mathbf{m}_2^{abc}(t) = \begin{bmatrix} m_2^a(t) & m_2^b(t) & m_2^c(t) \end{bmatrix}^T \quad (4.2)$$

La función  $\mathbf{m}_1^{abc}$  accionará los interruptores del rectificador superior, mientras  $\mathbf{m}_2^{abc}$  hará lo propio con el rectificador inferior. Ambas funciones deben cumplir con las mismas condiciones de accionamiento revisadas para el CSR de un nivel.

Mediante las leyes de voltajes y corrientes de Kirchoff, se estructuran las ecuaciones que definen al sistema en el lado AC:

$$\mathbf{V}_s^{abc} = R_s \mathbf{i}_s^{abc} + L_s \frac{d\mathbf{i}_s^{abc}}{dt} + R_r \mathbf{i}_{cr}^{abc} + \mathbf{v}_c^{abc} \quad (4.3)$$

$$\mathbf{i}_{cr}^{abc} = \mathbf{i}_s^{abc} - \mathbf{i}_r^{abc} \quad (4.4)$$

$$\mathbf{i}_s^{abc} = \mathbf{i}_r^{abc} + C_r \frac{d\mathbf{v}_c^{abc}}{dt} \quad (4.5)$$

Al existir dos señales de conmutación también se debe definir dos funciones de transferencia. Estas se definen de la siguiente forma:

$$\mathbf{s}_1^{abc}(t) = \begin{bmatrix} s_1^a(t) & s_1^b(t) & s_1^c(t) \end{bmatrix}^T \quad (4.6)$$

$$\mathbf{s}_2^{abc}(t) = \begin{bmatrix} s_2^a(t) & s_2^b(t) & s_2^c(t) \end{bmatrix}^T \quad (4.7)$$

La corriente  $\mathbf{i}_r^{abc}$  corresponde a la suma de las corrientes de entrada de cada rectificador. Estas corrientes, así como los voltajes de salida de cada rectificador son definidas como:

$$\mathbf{i}_{r1}^{abc} = \mathbf{s}_1^{abc} \mathbf{i}_{dc1} \quad (4.8)$$

$$\mathbf{i}_{r2}^{abc} = \mathbf{s}_2^{abc} \mathbf{i}_{dc2} \quad (4.9)$$

$$v_{r1} = \left( \mathbf{s}_1^{abc} \right)^T \mathbf{v}_{cr}^{abc} \quad (4.10)$$

$$v_{r2} = \left( \mathbf{s}_2^{abc} \right)^T \mathbf{v}_{cr}^{abc} \quad (4.11)$$

$$\mathbf{i}_r^{abc} = \mathbf{i}_{r1}^{abc} - \mathbf{i}_{r2}^{abc} \quad (4.12)$$



El voltaje  $\mathbf{v}_{cr}^{abc}$  corresponde al voltaje total de la rama capacitiva del filtro LC de entrada. Esto es el voltaje en el capacitor  $C_r$  y en la resistencia  $R_r$ . De esta manera, se define el voltaje  $\mathbf{v}_{cr}^{abc}$  de la siguiente manera:

$$\mathbf{v}_{cr}^{abc} = R_r \left( \mathbf{i}_s^{abc} - \mathbf{i}_r^{abc} \right) + \mathbf{v}_c^{abc} \quad (4.13)$$

El lado DC del rectificador consiste en dos enlaces compuestos por filtros inductivos independientes, conectados en un punto en común a una resistencia en serie. La expresión de las corrientes continuas de línea son las siguientes:

$$\left(\mathbf{s}_1^{abc}\right)^T \left(R_r \left(\mathbf{i}_s^{abc} - \mathbf{i}_r^{abc}\right) + \mathbf{v}_c^{abc}\right) = L_{dc1} \frac{di_{dc1}}{dt} + R_{dc} i_{dc} \quad (4.14)$$

$$\left(\mathbf{s}_2^{abc}\right)^T \left(R_r \left(\mathbf{i}_s^{abc} - \mathbf{i}_r^{abc}\right) + \mathbf{v}_c^{abc}\right) = L_{dc2} \frac{di_{dc2}}{dt} + R_{dc} i_{dc} \quad (4.15)$$

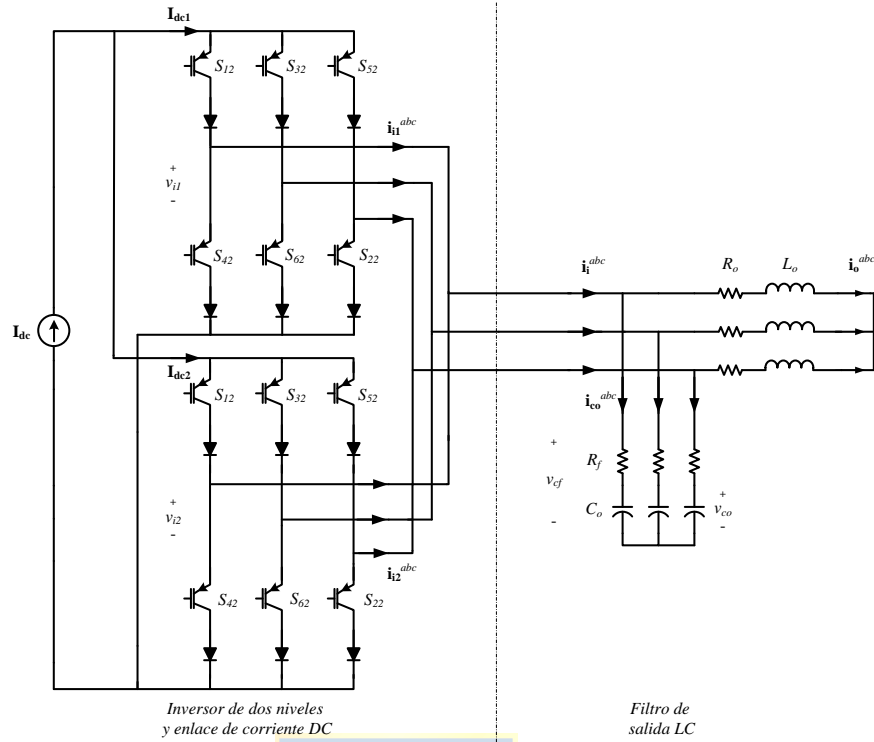
A partir de las expresiones descritas, el modelo diferencial en ejes  $abc$  del CSR es el siguiente:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}_s^{abc} \\ \mathbf{v}_c^{abc} \\ i_{dc1} \\ i_{dc2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s + R_r}{L_s}\right) \mathbf{i}_s^{abc} + \frac{1}{L_s} \mathbf{V}_s^{abc} + \frac{R_r}{L_s} \left(\mathbf{s}_1^{abc} i_{dc1} + \mathbf{s}_2^{abc} i_{dc2}\right) - \frac{1}{L_s} \mathbf{v}_c^{abc} \\ \frac{1}{C_r} \mathbf{i}_s^{abc} - \frac{1}{C_r} \left(\mathbf{s}_1^{abc} i_{dc1} + \mathbf{s}_2^{abc} i_{dc2}\right) \\ \frac{1}{L_{dc1}} \left(\mathbf{s}_1^{abc}\right)^T \mathbf{v}_c^{abc} + \frac{R_r}{L_{dc1}} \left(\mathbf{s}_1^{abc}\right)^T \mathbf{i}_s^{abc} - \dots \\ \dots \frac{R_r}{L_{dc1}} \left(\left(\mathbf{s}_1^{abc}\right)^T \mathbf{s}_1^{abc} i_{dc1} + \left(\mathbf{s}_1^{abc}\right)^T \mathbf{s}_2^{abc} i_{dc2}\right) - \frac{R_{dc}}{L_{dc1}} i_{dc} \\ \frac{1}{L_{dc2}} \left(\mathbf{s}_2^{abc}\right)^T \mathbf{v}_c^{abc} + \frac{R_r}{L_{dc2}} \left(\mathbf{s}_2^{abc}\right)^T \mathbf{i}_s^{abc} - \dots \\ \dots \frac{R_r}{L_{dc2}} \left(\left(\mathbf{s}_2^{abc}\right)^T \mathbf{s}_1^{abc} i_{dc1} + \left(\mathbf{s}_2^{abc}\right)^T \mathbf{s}_2^{abc} i_{dc2}\right) - \frac{R_{dc}}{L_{dc2}} i_{dc} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

De la expresión (4.16) se establecen que las variables a controlar son las corrientes de entrada  $\mathbf{i}_s^{abc}$ , el voltaje del capacitor  $\mathbf{v}_c^{abc}$  y las corrientes de salida DC en la carga pasiva. La corriente DC total corresponde a la suma de las corrientes continuas de los rectificadores:

$$i_{dc} = i_{dc1} + i_{dc2} \quad (4.17)$$

En el inversor fuente de corriente multinivel el filtro de salida AC presenta las mismas características que la etapa alterna del CSR a modelar. Una fuente continua de corriente representará la corriente DC que entrega el rectificador a los inversores.



**Fig. 4.2. Topología del Inversor Fuente de Corriente Multinivel.**

Las relaciones entre las corrientes y voltajes alternos y continuos del inversor son las siguientes:

$$v_{i1} = (\mathbf{s}_1^{abc})^T \mathbf{v}_{cf}^{abc} \quad (4.18)$$

$$v_{i2} = (\mathbf{s}_2^{abc})^T \mathbf{v}_{cf}^{abc} \quad (4.19)$$

$$\mathbf{i}_{i1}^{abc} = \mathbf{s}_1^{abc} i_{dc1} \quad (4.20)$$

$$\mathbf{i}_{i2}^{abc} = \mathbf{s}_2^{abc} i_{dc2} \quad (4.21)$$

Desarrollando el lado alterno del inversor, aplicando las leyes de voltaje y corriente de Kirchoff se obtienen las siguientes expresiones:

$$R_f (\mathbf{i}_i^{abc} - \mathbf{i}_o^{abc}) + \mathbf{v}_{co}^{abc} = L_o \frac{d\mathbf{i}_o^{abc}}{dt} + R_o \mathbf{i}_o^{abc} \quad (4.22)$$

$$\mathbf{i}_o^{abc} = \mathbf{i}_i^{abc} + C_o \frac{d\mathbf{v}_{co}^{abc}}{dt} \quad (4.23)$$

Las ecuaciones para determinar los voltajes de entrada del inversor a partir de las expresiones (4.17) y (4.18) son las siguientes:

$$v_{i1} = (\mathbf{s}_1^{abc})^T \mathbf{v}_{co}^{abc} + R_f (\mathbf{s}_1^{abc})^T \mathbf{i}_i^{abc} - R_f (\mathbf{s}_1^{abc})^T \mathbf{i}_o^{abc} \quad (4.24)$$

$$v_{i2} = (\mathbf{s}_2^{abc})^T \mathbf{v}_{co}^{abc} + R_f (\mathbf{s}_2^{abc})^T \mathbf{i}_i^{abc} - R_f (\mathbf{s}_2^{abc})^T \mathbf{i}_o^{abc} \quad (4.25)$$

Con las expresiones anteriores, el modelo diferencial del inversor fuente de corriente multinivel queda establecido por las siguientes relaciones:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}_o^{abc} \\ \dot{\mathbf{v}}_{co}^{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_o - R_f}{L_o}\right) \mathbf{i}_o^{abc} + \frac{1}{L_o} \mathbf{v}_{co}^{abc} + \frac{R_f}{L_o} (\mathbf{s}_1^{abc} i_{dc1} + \mathbf{s}_2^{abc} i_{dc2}) \\ -\frac{1}{C_o} \mathbf{i}_o^{abc} + \frac{1}{C_o} (\mathbf{s}_1^{abc} i_{dc1} + \mathbf{s}_2^{abc} i_{dc2}) \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

Las variables de estado corresponden a las corrientes de línea  $\mathbf{i}_o^{abc}$  y los voltajes del condensador de salida  $\mathbf{v}_{co}^{abc}$ . Los voltajes de entrada del inversor corresponden a los voltajes de salida de la etapa rectificadora del convertidor multinivel. A dicha etapa le corresponde el control de las corrientes de enlace DC que rigen estos voltajes en función de las funciones de transferencia.

#### 4.2.2 Modelación en ejes dq.

De igual forma que la modelación del convertidor fuente de corriente de un nivel, las ecuaciones en ejes  $abc$  agrupadas en las expresiones (4.17) y (4.26) para obtener la modelación en ejes sincrónicos  $dq0$ . Las funciones de transferencia obtenidas en las expresiones (4.6) y (4.7) se reescriben en función de la ganancia de modulación y las moduladoras:

$$\mathbf{s}_1^{abc} = G_m \mathbf{m}_1^{abc} \quad (4.27)$$

$$\mathbf{s}_2^{abc} = G_m \mathbf{m}_2^{abc} \quad (4.28)$$

Donde  $G_m$  es la ganancia de la modulación a utilizar. El modelo del CSR multinivel en ejes dq se obtiene al aplicar la transformada de Park en las expresiones vistas en (4.16), resultando lo siguiente:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}_s^{dq} \\ \dot{\mathbf{v}}_c^{dq} \\ \dot{i}_{dc1} \\ \dot{i}_{dc2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbf{W}\mathbf{i}_s^{dq} - \left( \frac{R_s + R_r}{L_s} \right) \mathbf{i}_s^{dq} + \frac{1}{L_s} \mathbf{V}_s^{dq} + \frac{R_r G_m}{L_s} (\mathbf{m}_1^{dq} i_{dc1} + \mathbf{m}_2^{dq} i_{dc2}) - \frac{1}{L_s} \mathbf{v}_c^{dq} \\ -\mathbf{W}\mathbf{v}_c^{dq} + \frac{1}{C_r} \mathbf{i}_s^{dq} - \frac{G_m}{C_r} (\mathbf{m}_1^{dq} i_{dc1} + \mathbf{m}_2^{dq} i_{dc2}) \\ \frac{G_m}{L_{dc1}} (\mathbf{m}_1^{dq})^T \mathbf{v}_c^{dq} + \frac{R_r G_m}{L_{dc1}} (\mathbf{m}_1^{dq})^T \mathbf{i}_s^{dq} - \dots \\ \dots \frac{R_r G_m}{L_{dc1}} \left( \mathbf{T}_{\text{abc-dq}} \left( (\mathbf{s}_1^{abc})^T \mathbf{s}_1^{abc} \right) i_{dc1} + \mathbf{T}_{\text{abc-dq}} \left( (\mathbf{s}_1^{abc})^T \mathbf{s}_2^{abc} \right) i_{dc2} \right) - \frac{R_{dc}}{L_{dc1}} i_{dc} \\ \frac{G_m}{L_{dc2}} (\mathbf{m}_2^{dq})^T \mathbf{v}_c^{dq} + \frac{R_r G_m}{L_{dc2}} (\mathbf{m}_2^{dq})^T \mathbf{i}_s^{dq} - \dots \\ \dots \frac{R_r G_m}{L_{dc2}} \left( \mathbf{T}_{\text{abc-dq}} \left( (\mathbf{s}_2^{abc})^T \mathbf{s}_1^{abc} \right) i_{dc1} + \mathbf{T}_{\text{abc-dq}} \left( (\mathbf{s}_2^{abc})^T \mathbf{s}_2^{abc} \right) i_{dc2} \right) - \frac{R_{dc}}{L_{dc2}} i_{dc} \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

De manera similar que en el convertidor fuente de corriente de un solo nivel, corresponde obtener el valor medio de los términos relacionados con el producto de las señales moduladoras. Para las dos señales moduladoras  $s_1^{abc}$  y  $s_2^{abc}$  se obtienen los siguientes valores en función del índice de modulación:

$$\left( \frac{1}{T} \int_0^T (\mathbf{s}_1^{abc})^T \mathbf{s}_1^{abc} dt \right) = \frac{5}{3} |\mathbf{m}^{abc}| \quad (4.30)$$

$$\left( \frac{1}{T} \int_0^T (\mathbf{s}_2^{abc})^T \mathbf{s}_2^{abc} dt \right) = \frac{5}{3} |\mathbf{m}^{abc}| \quad (4.31)$$

$$\left( \frac{1}{T} \int_0^T (\mathbf{s}_1^{abc})^T \mathbf{s}_2^{abc} dt \right) = 0.966 |\mathbf{m}^{abc}| \quad (4.32)$$

$$\left( \frac{1}{T} \int_0^T (\mathbf{s}_2^{abc})^T \mathbf{s}_1^{abc} dt \right) = 0.966 |\mathbf{m}^{abc}| \quad (4.33)$$

Luego, las transformadas en ejes dq0 de las expresiones anteriores son:



$$\mathbf{T}_{\text{abc-dq}} \left( \frac{5}{3} |\mathbf{m}^{abc}| \right) = \frac{5}{3} \sqrt{\frac{2}{3}} |\mathbf{m}^{dq}| \quad (4.34)$$

$$\mathbf{T}_{\text{abc-dq}} \left( 0.966 |\mathbf{m}^{abc}| \right) = 0.966 \sqrt{\frac{2}{3}} |\mathbf{m}^{dq}| \quad (4.35)$$

El sistema en ejes  $dq0$  en términos de (4.34) y (4.35) queda definido como:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}_s^{dq} \\ \mathbf{v}_c^{dq} \\ \dot{i}_{dc1} \\ \dot{i}_{dc2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbf{W}\mathbf{i}_s^{dq} - \left( \frac{R_s + R_r}{L_s} \right) \mathbf{i}_s^{dq} + \frac{1}{L_s} \mathbf{v}_s^{dq} + \frac{R_r G_m}{L_s} (\mathbf{m}_1^{dq} i_{dc1} + \mathbf{m}_2^{dq} i_{dc2}) - \frac{1}{L_s} \mathbf{v}_c^{dq} \\ -\mathbf{W}\mathbf{v}_c^{dq} + \frac{1}{C_r} \mathbf{i}_s^{dq} - \frac{G_m}{C_r} (\mathbf{m}_1^{dq} i_{dc1} + \mathbf{m}_2^{dq} i_{dc2}) \\ \frac{G_m}{L_{dc1}} (\mathbf{m}_1^{dq})^T \mathbf{v}_c^{dq} + \frac{R_r G_m}{L_{dc1}} (\mathbf{m}_1^{dq})^T \mathbf{i}_s^{dq} - \dots \\ \dots \frac{R_r G_m}{L_{dc1}} \left( \frac{5}{3} \sqrt{\frac{2}{3}} |\mathbf{m}^{dq}| i_{dc1} + 0.966 \sqrt{\frac{2}{3}} |\mathbf{m}^{dq}| i_{dc2} \right) - \frac{R_{dc}}{L_{dc1}} i_{dc} \\ \frac{G_m}{L_{dc2}} (\mathbf{m}_2^{dq})^T \mathbf{v}_c^{dq} + \frac{R_r G_m}{L_{dc2}} (\mathbf{m}_2^{dq})^T \mathbf{i}_s^{dq} - \dots \\ \dots \frac{R_r G_m}{L_{dc2}} \left( 0.966 \sqrt{\frac{2}{3}} |\mathbf{m}^{dq}| i_{dc1} + \frac{5}{3} \sqrt{\frac{2}{3}} |\mathbf{m}^{dq}| i_{dc2} \right) - \frac{R_{dc}}{L_{dc2}} i_{dc} \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

El modelo matemático establece como entradas a las señales moduladoras  $m^d$  y  $m^q$ , mientras que las variables de estado son  $\mathbf{i}_s^d$ ,  $\mathbf{i}_s^q$ ,  $\mathbf{v}_c^d$ ,  $\mathbf{v}_c^q$  e  $i_{dc}$  de manera análoga que el CSR de un solo nivel. En el caso del inversor fuente de corriente las expresiones en ejes sincrónicos  $dq0$  son las siguientes:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}_o^{dq} \\ \mathbf{v}_{co}^{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left( \frac{R_o - R_f}{L_o} \right) \mathbf{i}_o^{dq} + \frac{1}{L_o} \mathbf{v}_{co}^{dq} + \frac{R_f G_m}{L_o} (\mathbf{m}_1^{dq} i_{dc1} + \mathbf{m}_2^{dq} i_{dc2}) \\ -\frac{1}{C_o} \mathbf{i}_o^{dq} + \frac{G_m}{C_o} (\mathbf{m}_1^{dq} i_{dc1} + \mathbf{m}_2^{dq} i_{dc2}) \end{bmatrix}$$

En este sistema se tienen como variables de estado las corrientes de salida  $i_o^d$ ,  $i_o^q$ , los voltajes en el capacitor  $v_c^d$ ,  $v_c^q$  y el voltaje de inversor  $v_i$ . Como se define un sistema balanceado, se omite en el análisis el eje 0 del sistema.

### 4.3. Diseño de componentes

Para el diseño del filtro de entrada AC del convertidor se utilizarán los mismos parámetros usados en el capítulo 2. Esto significa que la frecuencia de resonancia y el índice de modulación serán fundamentales para obtener el punto de operación del sistema. De igual forma, los componentes del filtro de salida serán iguales a los del filtro de entrada. Los inductores de las líneas de enlace DC serán iguales entre sí tomando en cuenta el ripple de corriente.

El punto de operación se obtiene anulando las derivadas de las expresiones definidas en (4.36):

$$0 = \omega i_s^q - \left( \frac{R_s + R_r}{L_s} \right) i_s^d + \frac{1}{L_s} V_s^d - \frac{1}{L_s} v_c^d + \frac{R_r G_m}{L_s} (m_1^d i_{dc1} + m_2^d i_{dc2}) \quad (4.37)$$

$$0 = -\omega i_s^d - \left( \frac{R_s + R_r}{L_s} \right) i_s^q + \frac{1}{L_s} V_s^q - \frac{1}{L_s} v_c^q + \frac{R_r G_m}{L_s} m_1^q i_{dc1} + m_2^q i_{dc2} \quad (4.38)$$

$$0 = \omega v_c^q + \frac{1}{C_r} i_s^d - \frac{G_m}{C_r} (m_1^d i_{dc1} + m_2^d i_{dc2}) \quad (4.39)$$

$$0 = -\omega v_c^d + \frac{1}{C_r} i_s^q - \frac{G_m}{C_r} (m_1^q i_{dc1} + m_2^q i_{dc2}) \quad (4.40)$$

$$0 = \frac{G_m}{L_{dc1}} (m_1^d v_c^d + m_1^q v_c^q)^T + \frac{R_r G_m}{L_{dc1}} (m_1^d i_s^d + m_1^q i_s^q) - \dots \quad (4.41)$$

$$\dots \frac{R_r G_m}{L_{dc1}} \left( \frac{5}{3} \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{(m_1^d)^2 + (m_1^q)^2} i_{dc1} + 0.966 \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{m_1^d m_2^d + m_1^q m_2^q} i_{dc2} \right) - \frac{R_{dc}}{L_{dc1}}$$

$$0 = \frac{G_m}{L_{dc2}} (m_2^d v_c^d + m_2^q v_c^q)^T + \frac{R_r G_m}{L_{dc2}} (m_2^d i_s^d + m_2^q i_s^q) - \dots \quad (4.42)$$

$$\dots \frac{R_r G_m}{L_{dc2}} \left( \frac{5}{3} \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{(m_2^d)^2 + (m_2^q)^2} i_{dc1} + 0.966 \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{m_2^d m_1^d + m_2^q m_1^q} i_{dc2} \right) - \frac{R_{dc}}{L_{dc2}}$$

$$i_{dc} = i_{dc1} + i_{dc2} \quad (4.43)$$

Para obtener un sistema compatible determinado se utilizan las ecuaciones revisadas en el capítulo 1. Estas son la frecuencia de resonancia, potencia de salida en el enlace DC, factor de potencia e índice de modulación.

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_f}} \quad (4.44)$$

$$P_{dc} = I_{dc}^2 R_{dc} \quad (4.45)$$

$$a \cos(fp) = -a \tan\left(\frac{i_s^q}{i_s^d}\right) \quad (4.46)$$

$$M = \sqrt{\frac{2}{3}\left((M_d)^2 + (M_q)^2\right)} \quad (4.47)$$

Para efectos de diseño se utiliza el modelo promedio del convertidor en ejes  $dq$ , además de asumir que el sistema está balanceado igualando ambas señales de modulación. De manera análoga al desarrollo del convertidor tipo fuente de corriente de un solo módulo, los parámetros utilizados se escogen de acuerdo a trabajos anteriores, utilizando cada módulo del convertidor multinivel como sistemas independientes para utilizar los mismos parámetros del Capítulo 2.

El resumen de estos parámetros se muestra en la tabla 4.1 y el punto de operación en la tabla 4.2. Con esto se puede obtener los valores de los componentes de los filtros LC y de enlace DC respectivamente.

**TABLA 4.1. Parámetros del CSR multinivel**

Parámetro	Valor
$f_m$ (frecuencia de resonancia)	250 Hz
$M$ (índice de Modulación)	0.8 p.u.
$f_p$ (factor de potencia)	0.96 p.u.
$P_{dc}$ (potencia DC)	4500 W
$G_m$ (ganancia PWM)	0.866 p.u.
$V_s$ (voltaje de red RMS)	220 V
$f_s$ (frecuencia de red)	50 Hz
$R_s$ (resistencia filtro serie)	1 $\Omega$
$R_r$ (resistencia damping)	1.5 $\Omega$
$R_{dc}$ (resistencia enlace DC)	10 $\Omega$

**TABLA 4.2. Punto de operación obtenido del CSR multinivel**

Parámetro	Valor	
$I_s^d$	12.838	A
$I_s^q$	-3.744	A
$V_c^d$	362.488	V
$V_c^q$	-30.257	V
$I_{dc}$	21.200	V
$M^d$	0.552	
$M^q$	-0.809	
$V_s^d$	$220\sqrt{3}$	V
$V_s^q$	0	V

Los valores de los componentes del filtro de entrada del convertidor obtenidos son los siguientes:

**TABLA 4.3. Punto de operación obtenido del CSR multinivel**

Parámetro	Valor	
$L_s$ (inductor de entrada)	3.438	mH
$C_f$ (capacitor de entrada)	117.890	$\mu$ F
$L_{dc}$ (inductor de enlace DC)	114.100	mH
$L_{dc1}$ (inductor de enlace DC 1)	57.050	mH
$L_{dc2}$ (inductor de enlace DC 2)	57.050	mH

#### 4.4. Discusión y Conclusiones

En este capítulo se modeló el convertidor fuente de corriente multinivel de dos etapas conectadas en paralelo. Se obtuvo el modelo en ejes  $abc$  y posteriormente en ejes sincrónicos  $dq$ , asumiendo el sistema como balanceado. Al obtener el punto de operación para una modulación SPWM promedio se logró diseñar los componentes para el filtro de entrada AC de la etapa rectificadora. Estos componentes también se aplicarán para el filtro de salida en la carga de la etapa inversora, pues como se vio en el capítulo 2 logran controlar y obtener las señales deseadas en ella. Al revisar el punto de operación obtenido, se aprecia que dichos valores son muy similares al punto de operación obtenido para un convertidor fuente de corriente de un solo módulo. Con ello se puede concluir que ambos sistemas son semejantes desde el punto de vista de diseño. Además, la corriente

de enlace DC tiene los mismos valores en ambos modelos, por lo que se puede asumir que la potencia DC obtenida será similar.

Al obtener el punto de operación mediante un programa de cálculo como Mathcad, el método desarrollado en este se puede optimizar para encontrar valores más precisos del filtro de entrada y una mejor operación del convertidor.

Los valores de los inductores DC son iguales entre sí, asumiendo que la corriente que circulará en los enlaces deberá poseer las mismas características de rizado y residuo armónico que presentan en un solo convertidor fuente de corriente.



## Capítulo 5. Modulación SPWM en Convertidores Fuente de Corriente Multinivel

---

### 5.1. Introducción

En el presente capítulo se desarrolla la modulación SPWM para un convertidor fuente de corriente multinivel con el diseño obtenido en el capítulo anterior. Se asume para este propósito un sistema balanceado tanto en las etapas AC como en los enlaces de corriente DC. Al igual que en el capítulo 2, se utiliza el programa PSIM para obtener la simulación del sistema.

### 5.2. Modulación SPWM Multinivel en Convertidores Fuente de Corriente

La técnica de modulación SPWM multinivel posee las mismas características que su similar en un solo nivel. Esto significa que se desarrolla la comparación de una señal sinusoidal moduladora con una señal triangular para generar los pulsos de disparo del convertidor, conservando las definiciones del índice y razón de modulación vistas anteriormente.

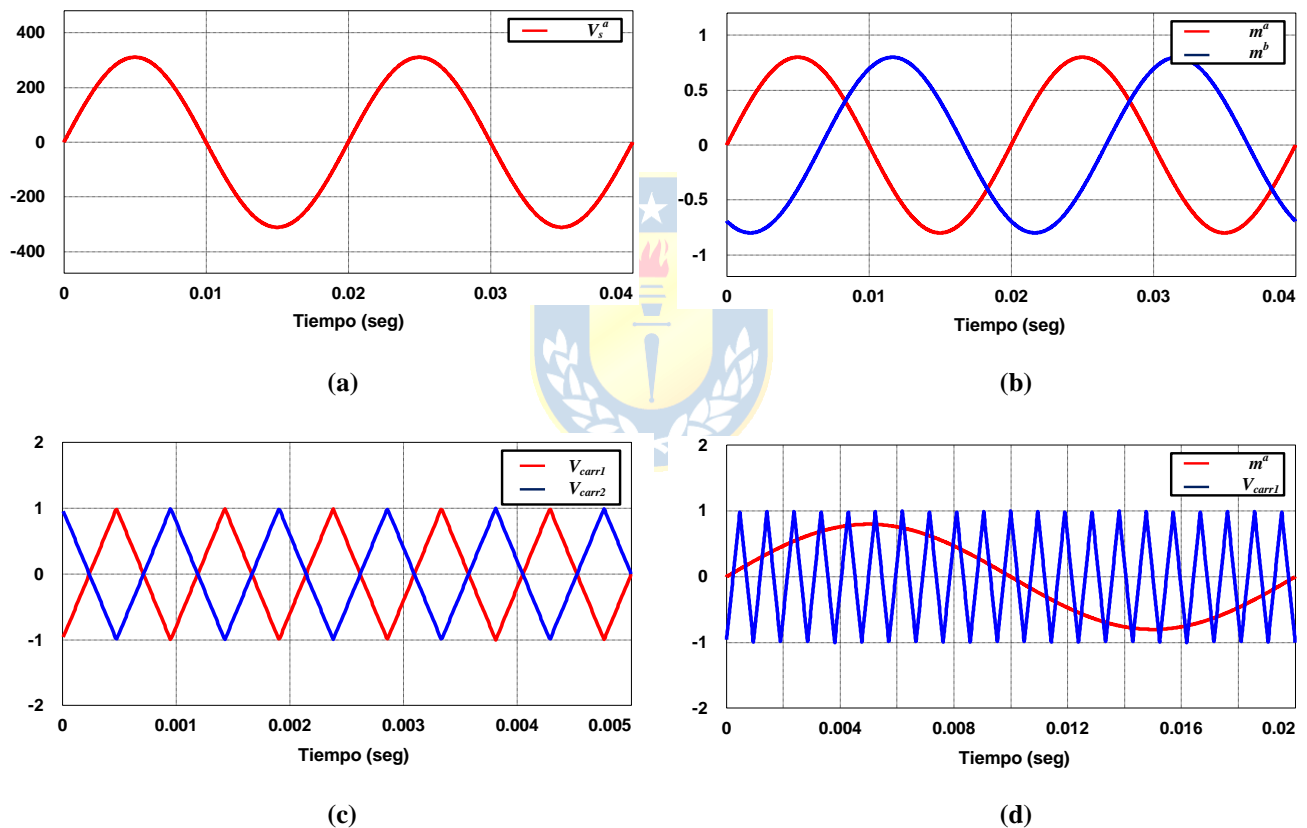
En esta topología, al tener dos convertidores conectados en paralelo, se deben establecer dos patrones de disparo independientes entre sí. Para lograr aquello, se diseña la función de modulación para el convertidor superior utilizando una señal de modulación  $m^a$  y se compara con una señal triangular  $V_{carr}$ . La función de modulación para el convertidor inferior usando la misma señal de modulación pero desfasando la señal triangular en  $180^\circ$ .

$$V_{carr2}(t) = V_{carr1}(t - 180^\circ) \quad (5.1)$$

De esta forma, se obtienen dos patrones de disparo distintos para cada convertidor. La señal de corriente obtenida en la entrada y salida del convertidor tendrá 3 niveles, con valores dados por  $I_w$ , 0 y  $-I_a$  según la señal correspondiente.

### 5.3. Simulación SPWM para Convertidor Fuente de Corriente Multinivel

La simulación del modelo en ejes  $abc$  se realiza usando como índice de modulación 0.8 [pu] y una razón de modulación de 21[pu]. Con dichas condiciones, para la corriente de cada uno de los convertidores se espera eliminar las primeras cinco armónicas no múltiplos de 3, pero la corriente total correspondiente a la suma de ambas corrientes se debería eliminar un rango mayor de contenido armónico. Esto se debe a que ambos convertidores se toman como módulos independientes, conservando las características propias de cada uno de ellos.

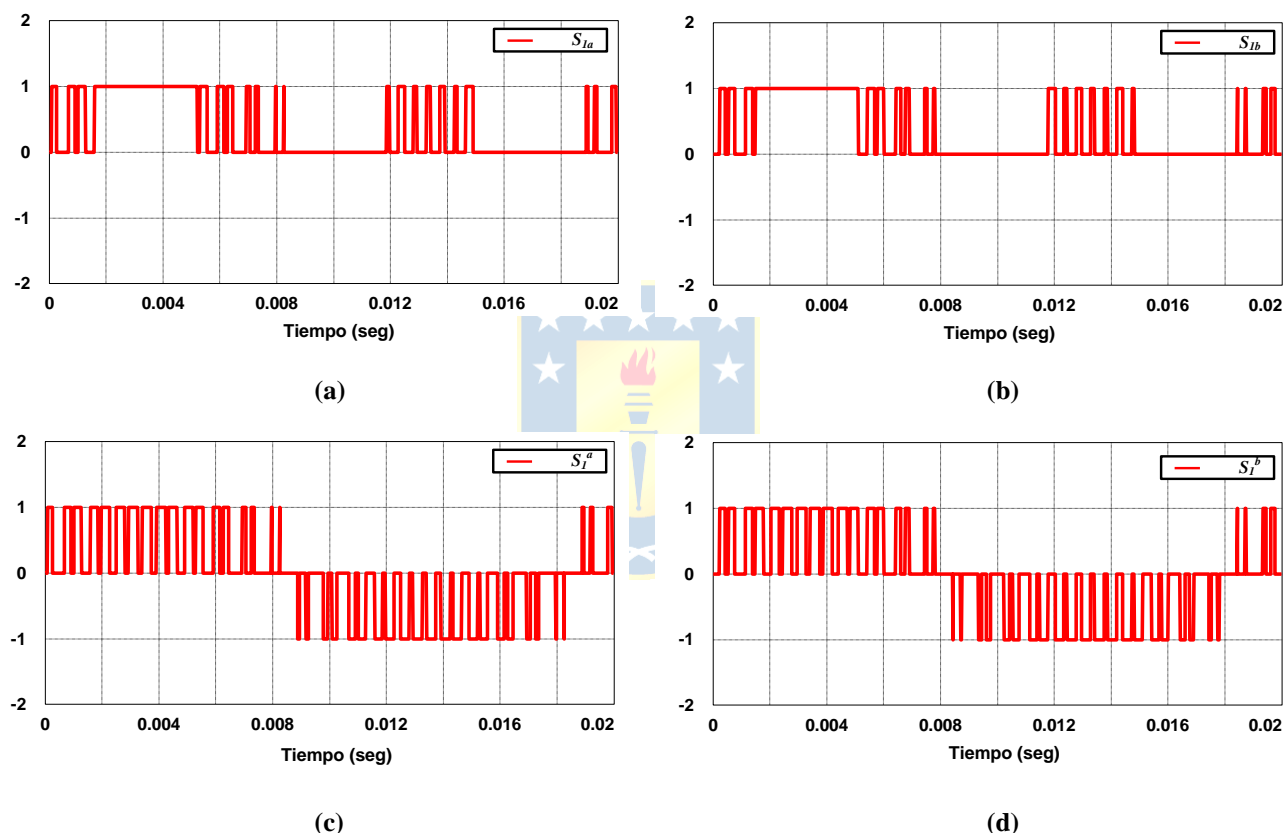


**Fig. 5.1. Valores Formas de Onda para el Convertidor Fuente de Corriente Multinivel.**

(a) Voltaje de entrada de fase "a"; (b) Señales moduladoras de fase "a"; (c) Señales triangulares portadoras; (d) Señal moduladora y triangular para convertidor superior.

La figura 5.1 a) muestra la señal de voltaje correspondiente a la fase a de la alimentación trifásica del sistema. La amplitud de la señal corresponde a  $220 \cdot \sqrt{2}$  [V] y la frecuencia de red a 50 [HZ], que corresponde además a la armónica fundamental de las señales de corriente y voltaje del

convertidor. La señal moduladora y las señales portadoras que conforman el generador de patrones de disparo se aprecian en las figuras 5.1 b), c) y d) respectivamente. Tal como se estableció, la señal portadora del convertidor inferior (en este caso se denominará convertidor B), presenta un desfase de  $180^\circ$  respecto a la señal portadora del convertidor A. En ambas señales se mantienen las condiciones de diseño establecidas para la modulación SPWM multinivel, como son el índice de modulación fijado en 0.8 [pu] y la razón de modulación de 21[pu].



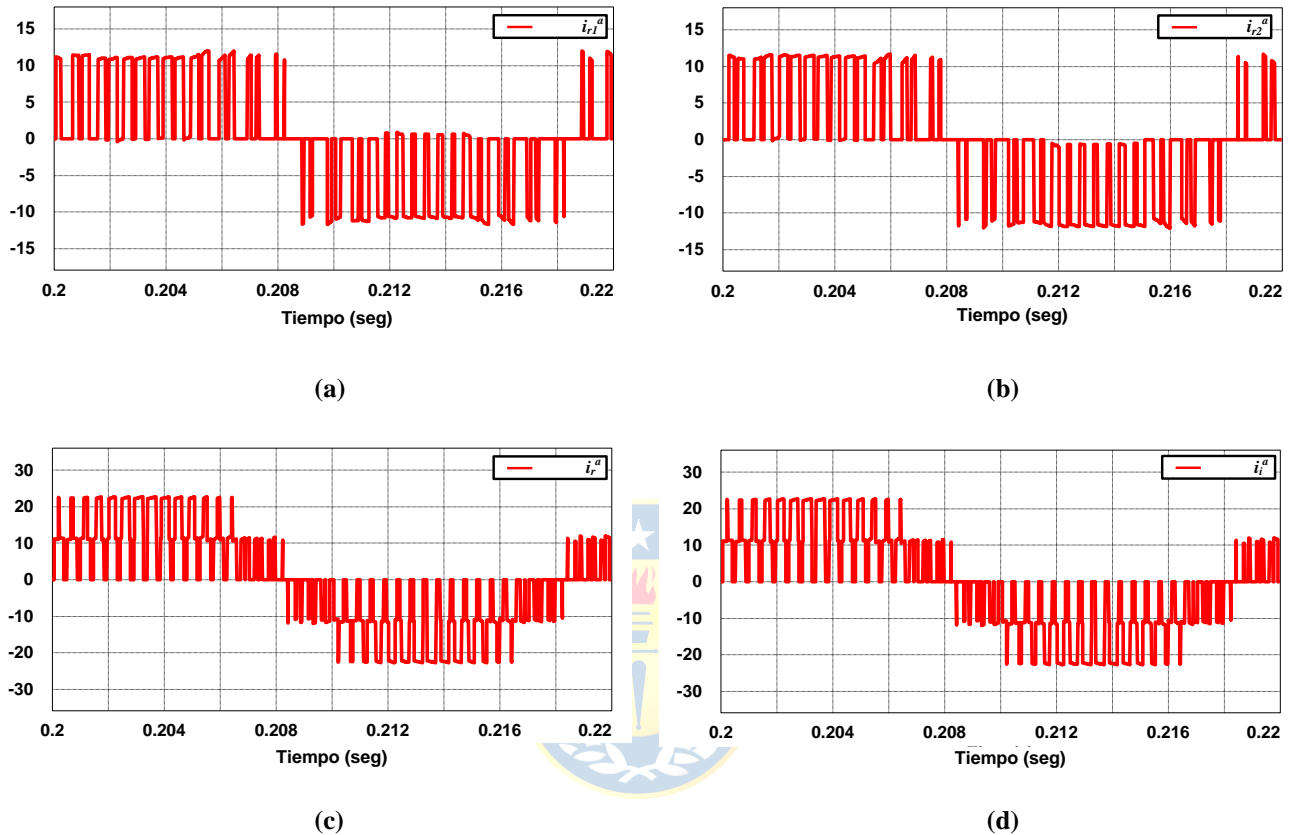
**Fig. 5.2. Formas de Onda para el Convertidor Fuente de Corriente Multinivel.**

(a) Señal de disparo para interruptor 1 del convertidor A, con desarrollo para convertidores fuente de corriente; (b) Señal de disparo para interruptor 1 del convertidor B, con desarrollo para convertidores fuente de corriente; (c) Función de Transferencia  $S_f$  para convertidor A; (d) Función de Transferencia  $S_f$  para convertidor B.

Al desarrollar la modulación SPWM en convertidores fuente de corriente, fue necesario utilizar el patrón de generador de pulsos de disparo para obtener la dualidad con respecto a los patrones generados en un convertidor fuente de voltaje, de manera similar a lo realizado en la simulación del capítulo 3. Los patrones de disparo para el interruptor de potencia 1 para ambos convertidores son mostrados en las figuras 5.2 a) y b). Las figuras 5.2 c) y d) presentan las funciones



de transferencia para ambos convertidores en donde se puede apreciar que ambas señales poseen solo dos niveles de corriente, de manera similar al convertidor de un solo módulo.



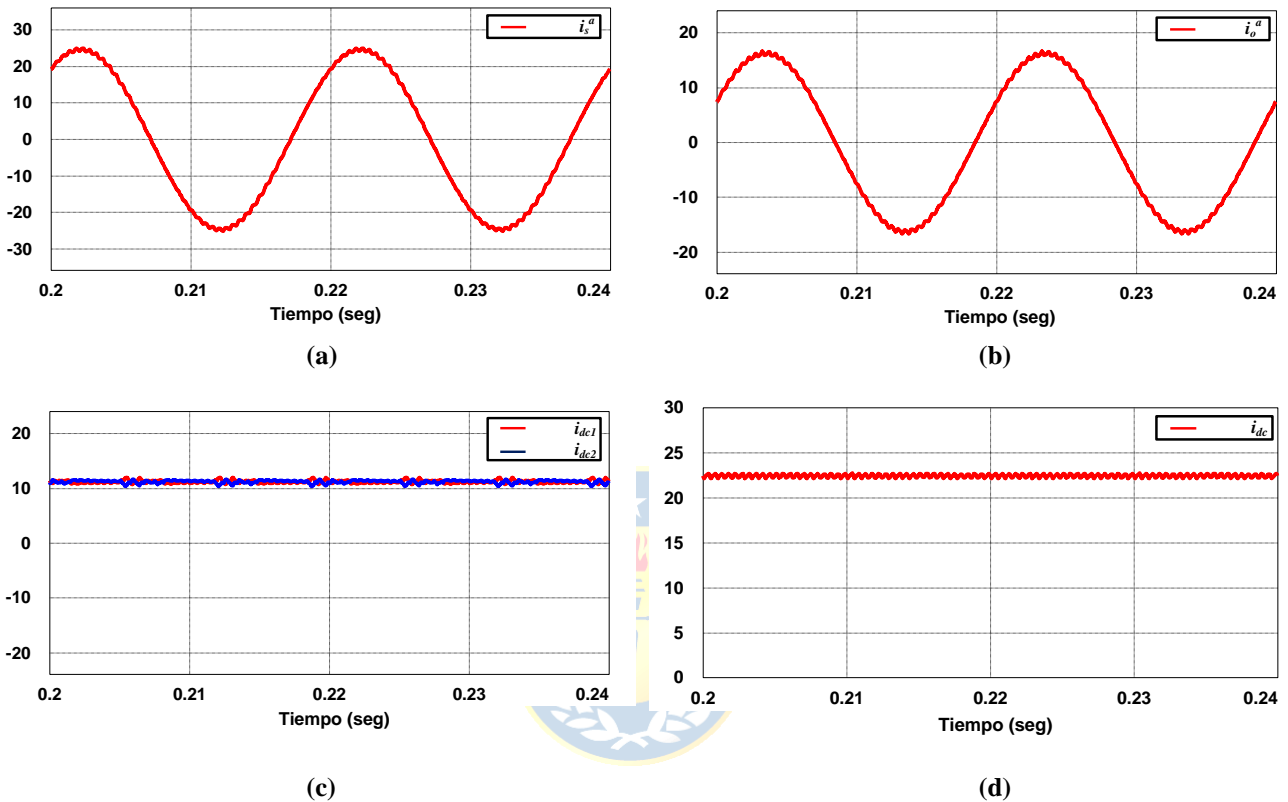
**Fig. 5.3. Formas de Onda para el Convertidor Fuente de Corriente Multinivel.**

(a) Corriente  $i_{r1}^a$  del convertidor A; (b) Corriente  $i_{r2}^a$  del convertidor B; (c) Corriente total del convertidor  $i_r^a$ ; (d) Corriente total del convertidor  $i_i^a$ .

La figura 5.3 a) y b) muestran las corrientes de entrada  $i_r^a$  de cada rectificador, que presentan una pequeña perturbación debido al trabajo de conmutación de los interruptores cercano al 5% del total de corriente de línea. Estas perturbaciones quedan suprimidas al momento de analizar la corriente total de entrada a la etapa rectificadora, que corresponde a la suma de ambas corrientes. Como se estableció en el capítulo 4, la naturaleza de estas corrientes es de 3 niveles correspondiente a 19,89 [A], 0 y -19,89 [A].

En las figuras 5.3 c) y d) se ilustran las corrientes totales en la fase “a” del convertidor multinivel  $i_r^a$  e  $i_i^a$ . Se aprecia que las corrientes tienen 5 niveles de magnitud, correspondientes a la

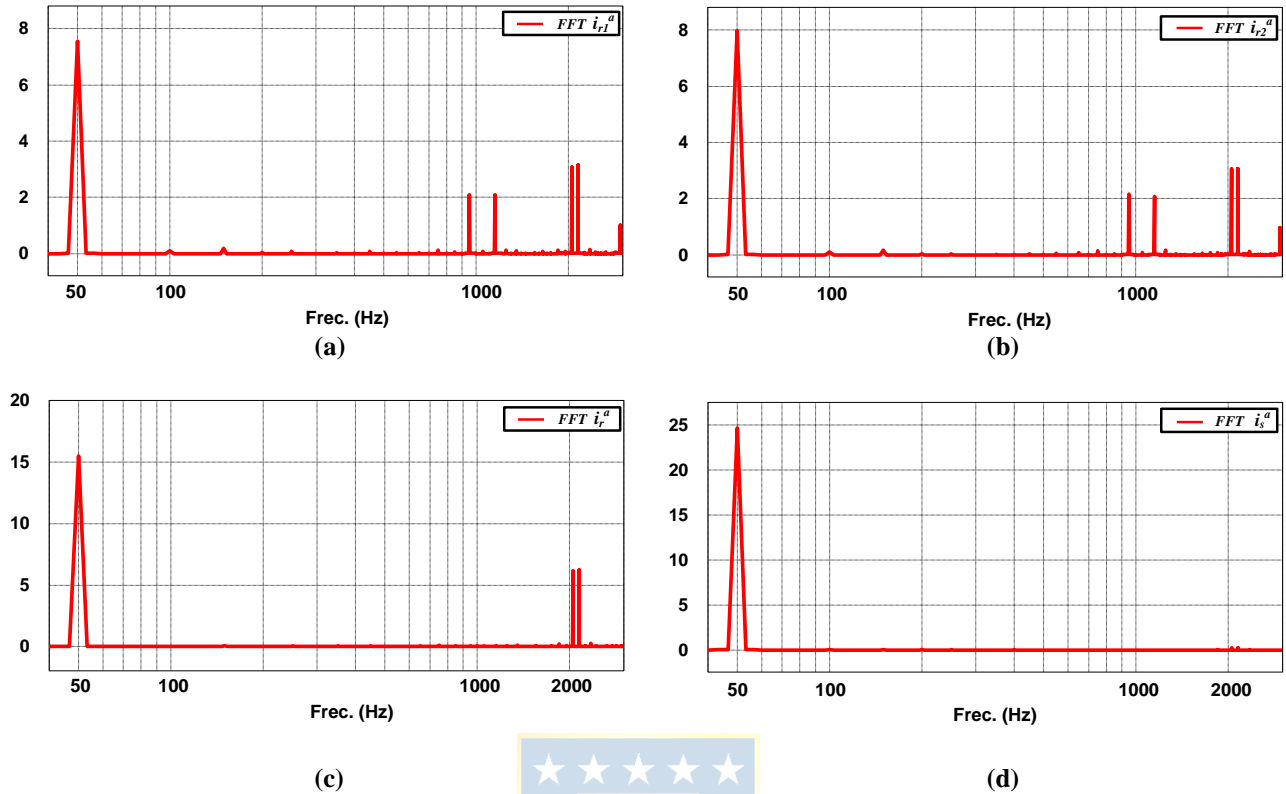
suma de cada una de las corrientes conmutadas que circulan en el módulo superior e inferior, aumentando de esta forma la corriente total con la que el convertidor puede trabajar manteniendo las condiciones diseñadas para la modulación SPWM.



**Fig. 5.4. Formas de Onda para el Convertidor Fuente de Corriente Multinivel.**

(a) Corriente de entrada del convertidor  $i_s^a$ ; (b) Corriente total de salida del convertidor  $i_o^a$ ; (c) Corrientes de enlace DC  $i_{dc1}$  e  $i_{dc2}$ ; (d) Corriente total de enlace DC  $i_{dc}$ .

Las figuras 5.4 a) y c) corresponden a las señales de corriente de entrada y salida del convertidor respectivamente. Se aprecian que son similares tanto en magnitud y fase, correspondiente a la frecuencia de red de la alimentación trifásica. En las figura 5.4 c) se ilustran las corrientes DC de cada módulo del convertidor. Dichas señales presentan similares valores de magnitud igual a 21,1 [A] aproximadamente, lo que permite el aumento de la tensión total de enlace DC del convertidor como se aprecia en la figura 5.4 d), correspondiente a la suma de cada corriente DC.



**Fig. 5.5. Espectro de las Formas de Onda del Convertidor Fuente de Corriente Multinivel**

(a) Espectro de la corriente de entrada del rectificador  $i_{r1}^a$ ; (b) Espectro de la corriente de entrada del rectificador  $i_{r2}^a$ ; (c) Espectro de la corriente  $i_r^a$ ; (d) Espectro de la corriente de entrada  $i_s^a$ .

Los espectros de las señales de corriente  $i_r^a$  en cada módulo se muestran en las figuras 5.5 a) y b). Ambas señales presentan similares características en el plano de las frecuencias, tales como la eliminación de las armónicas  $5^\circ$ ,  $7^\circ$ ,  $11^\circ$ ,  $13^\circ$  y  $15^\circ$  con las perturbaciones en la tercera armónica producidas por el switcheo de los interruptores que presentan las señales de cada rectificador. Estas características son similares a las presentes en el convertidor de un solo nivel, pues en las funciones de transferencia se utilizaron los mismos parámetros en cada convertidor. Al analizar la respuesta en frecuencia de la corriente total de entrada del convertidor multinivel  $i_r^a$  en la figura 5.5 c), se aprecia que las primeras armónicas significativas en aparecer corresponden a la  $41^\circ$  y  $43^\circ$ , cercanas al doble de la frecuencia de las señales portadoras, además de señalar que la armónica fundamental está ubicada en la frecuencia de 50 [Hz]. La figura 5.5 d) muestra la respuesta en frecuencia de la corriente de entrada  $i_s^a$ , en la que se puede observar que no presenta contenido armónico a altas frecuencias y la fundamental se ubica en 50 [Hz], lo que corresponde a la naturaleza sinusoidal de la señal y sus características similares a la señal de alimentación  $\mathbf{V}_s^{abc}$ .

## 5.4. Discusión y Conclusiones

En este capítulo se desarrolló la simulación de la modulación SPWM para un convertidor fuente de corriente compuesto por dos módulos conectados en paralelo. En términos de la eliminación de armónicos, las corrientes de entrada y salida del convertidor no presentan contenido armónico hasta frecuencias menores a 2050 [Hz], por lo que se concluye que se pueden eliminar un número mayor de armónicas utilizando similares patrones de conmutación a los vistos en el desarrollo de la modulación SPWM para un convertidor fuente de corriente unimodular. A medida que se aumenta el número de módulos en la topología, un mayor contenido armónico se puede eliminar de las corrientes de entrada y salida debido a la naturaleza multinivel de estas.

Debido a la presencia de perturbaciones en las señales de corriente en cada rectificador e inversor, modificando el valor de los filtros de enlace DC se puede obtener una salida más limpia en términos de conmutación, pero se perdería el criterio de control al momento de aumentar el tamaño de los inductores.

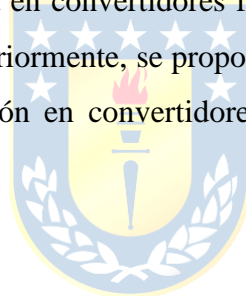


## Capítulo 6. Modulación SHE en Convertidores Fuente de Corriente

### 6.1. Introducción

La modulación mediante la eliminación selectiva de armónicos (SHE) ha sido ampliamente utilizada en los últimos años. Esta modulación consiste en desarrollar un patrón de disparo para los interruptores de potencia con tal de eliminar un determinado número de armónicos de las señales a controlar por un convertidor de potencia, utilizando las propiedades de simetría de dichas señales. A diferencia de otras técnicas de modulación, la eliminación selectiva de armónicos requiere para su desarrollo el cálculo de un sistema de ecuaciones diferenciales, utilizando métodos OFFLINE que dificultan su implementación en línea.

En este capítulo se revisarán conceptos desarrollados en trabajos anteriores en torno al estudio de la modulación SHE aplicada en convertidores fuente de voltaje y su implementación en convertidores fuente de corriente. Posteriormente, se propone un método para desarrollar un sistema de ecuaciones que permita su aplicación en convertidores multinivel como los estudiados en el presente trabajo.



### 6.2. Modulación SHE en convertidores fuente de voltaje trifásico

La técnica de modulación por eliminación selectiva de armónicos permite eliminar un determinado número de armónicos de baja frecuencia, además de controlar la componente fundamental de señales de voltaje y corriente. Consiste en desarrollar patrones de disparo para los interruptores de potencia mediante el cálculo de ángulos de conmutación que conforman la función de transferencia del sistema. Dichos ángulos permiten obtener una señal que no contiene los armónicos que se desean eliminar. La figura 5.1 muestra la estructura básica de una función de transferencia.

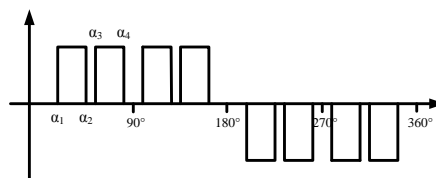


Fig. 6.1. Distribución de ángulos de conmutación para modulación SHE

La ubicación de los ángulos de conmutación varía de acuerdo al número de armónicos totales que se desean eliminar. En convertidores fuente de voltaje se establecen los siguientes criterios:

- Si se desea eliminar un número par de armónicos, los ángulos de conmutación se encuentran entre  $0^\circ$  y  $90^\circ$ .
- Si se desea eliminar un número impar de armónicos, los ángulos de conmutación se encuentran entre  $0^\circ$  y  $30^\circ$ .

En convertidores trifásicos, los armónicos múltiplos de 3 no se encuentran presentes en los voltajes de carga, por lo que no se requiere incluirlos en el cálculo para eliminarlos. De este modo, los armónicos de baja frecuencia que se pueden eliminar son  $h = 5^\circ, 7^\circ, 11^\circ$ , etc. Para establecer las ecuaciones para encontrar los ángulos de conmutación correspondientes al número de armónicos que se desean eliminar, se utilizan ecuaciones diferenciales desarrolladas mediante series de Fourier. Los armónicos a eliminar dependen del número de ángulos de conmutación  $N$ :

$$h = N - 1 \quad N > 1 \quad (6.1)$$

Para tener un sistema de ecuaciones compatible determinado, se requiere que el número de ecuaciones sea igual al número de ángulos de conmutación. Para eliminar un número par de armónicos, la expresión a desarrollar es la siguiente:

$$\frac{M_i \pi + 2}{4} = -\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(h\alpha_k) \quad (6.2)$$

Para eliminar un número impar de armónicos, la expresión es la siguiente:

$$\frac{M_i \pi - 2}{4} = -\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(h\alpha_k) \quad (6.3)$$

Los parámetros definidos en las expresiones anteriores son los siguientes:

$h$  : Número de armónicos de baja frecuencia que se desean eliminar.

$\alpha_k$  : Ángulos de conmutación de la función de transferencia.

$M_i$  : Índice de modulación de la técnica SHE.

El índice de modulación corresponde a la amplitud de la componente fundamental del voltaje de fase a controlar. Para desarrollar el correspondiente sistema de ecuaciones, se ajusta el índice de modulación de acuerdo a la amplitud deseada para cada componente armónico. En el caso particular de la eliminación de las armónicas 5, 7, 11, 13 y 17, el índice de modulación de cada una de las corrientes corresponde a lo siguiente:

$$\begin{bmatrix} M_1 \\ M_5 \\ M_7 \\ M_{11} \\ M_{13} \\ M_{17} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_i \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

De esta forma, desarrollando las expresiones (6.2) y (6.3) para este caso en particular, el sistema resultante que entregará los ángulos de conmutación es el siguiente:

$$\begin{bmatrix} 2(\cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4) + \cos(\alpha_5) - \cos(\alpha_6)) \\ 2(\cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) + \cos(5\alpha_5) - \cos(5\alpha_6)) \\ 2(\cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) + \cos(7\alpha_5) - \cos(7\alpha_6)) \\ 2(\cos(11\alpha_1) - \cos(11\alpha_2) + \cos(11\alpha_3) - \cos(11\alpha_4) + \cos(11\alpha_5) - \cos(11\alpha_6)) \\ 2(\cos(13\alpha_1) - \cos(13\alpha_2) + \cos(13\alpha_3) - \cos(13\alpha_4) + \cos(13\alpha_5) - \cos(13\alpha_6)) \\ 2(\cos(17\alpha_1) - \cos(17\alpha_2) + \cos(17\alpha_3) - \cos(17\alpha_4) + \cos(17\alpha_5) - \cos(17\alpha_6)) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{M_i \pi}{2} + 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

A partir del modelo descrito, se establece que el sistema de ecuaciones a desarrollar debe ser de dimensión  $N \times N$  para que exista una solución única. Por ello, a medida que se desean eliminar un mayor número de armónicos, el sistema a resolver es de mayor dimensión por lo que se requieren algoritmos más precisos, aumentando el tiempo de cálculo y reduciendo exactitud al momento de encontrar los ángulos de conmutación.

A partir de los ángulos de conmutación obtenidos, se debe desarrollar el patrón generalizado de la función de transferencia. Para ello se debe utilizar la simetría de media y onda completa de la señal. Los ángulos de conmutación obtenidos mediante las expresiones anteriores son:

$$\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_{N-1}, \alpha_N \quad N > 1 \quad (6.5)$$

Independiente de la naturaleza par o impar del número de armónicos eliminados, los ángulos de conmutación serán menores a  $90^\circ$ . Es por eso que se puede definir la siguiente condición:

$$\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \dots < \alpha_{N-1} < \alpha_N < 90^\circ \quad (6.6)$$

Esto significa que los ángulos de conmutación quedan definidos solo para la primera media onda de la señal de conmutación. Utilizando la simetría de la señal de media onda, se puede extender la ubicación de los ángulos de conmutación hasta  $180^\circ$  de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} \alpha_{N+1} \\ \alpha_{N+2} \\ \alpha_{N+3} \\ \vdots \\ \alpha_{N+N-1} \\ \alpha_{2N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 180^\circ - \alpha_N \\ 180^\circ - \alpha_{N-1} \\ 180^\circ - \alpha_{N-2} \\ \vdots \\ 180^\circ - \alpha_2 \\ 180^\circ - \alpha_1 \end{bmatrix} \quad (6.7)$$


De manera análoga, utilizando la simetría de onda completa se desarrolla la función de transferencia completa:

$$\begin{bmatrix} \alpha_{2N+1} \\ \alpha_{2N+2} \\ \alpha_{2N+3} \\ \vdots \\ \alpha_{2N+2N-1} \\ \alpha_{4N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 180^\circ + \alpha_1 \\ 180^\circ + \alpha_2 \\ 180^\circ + \alpha_3 \\ \vdots \\ 180^\circ + \alpha_{2N-1} \\ 180^\circ + \alpha_{2N} \end{bmatrix} \quad (6.8)$$



El patrón de disparo obtenido aplicando las expresiones (6.7) y (6.8) corresponde al primer interruptor  $S_{w1}$ . Mediante el desfase de este patrón en  $120^\circ$  y  $240^\circ$  se obtienen las señales para los interruptores  $S_{w3}$  y  $S_{w5}$  respectivamente.

### 6.3. Modulación SHE en Convertidores Fuente de Corriente Trifásicos

La modulación SHE se puede aplicar en convertidores tipo fuente de corriente a partir del desarrollo de ésta en convertidores fuente de voltaje, de manera similar al caso de la modulación SPWM. Esto es posible mediante la implementación del circuito generador de disparos mostrado en la figura 6.2.

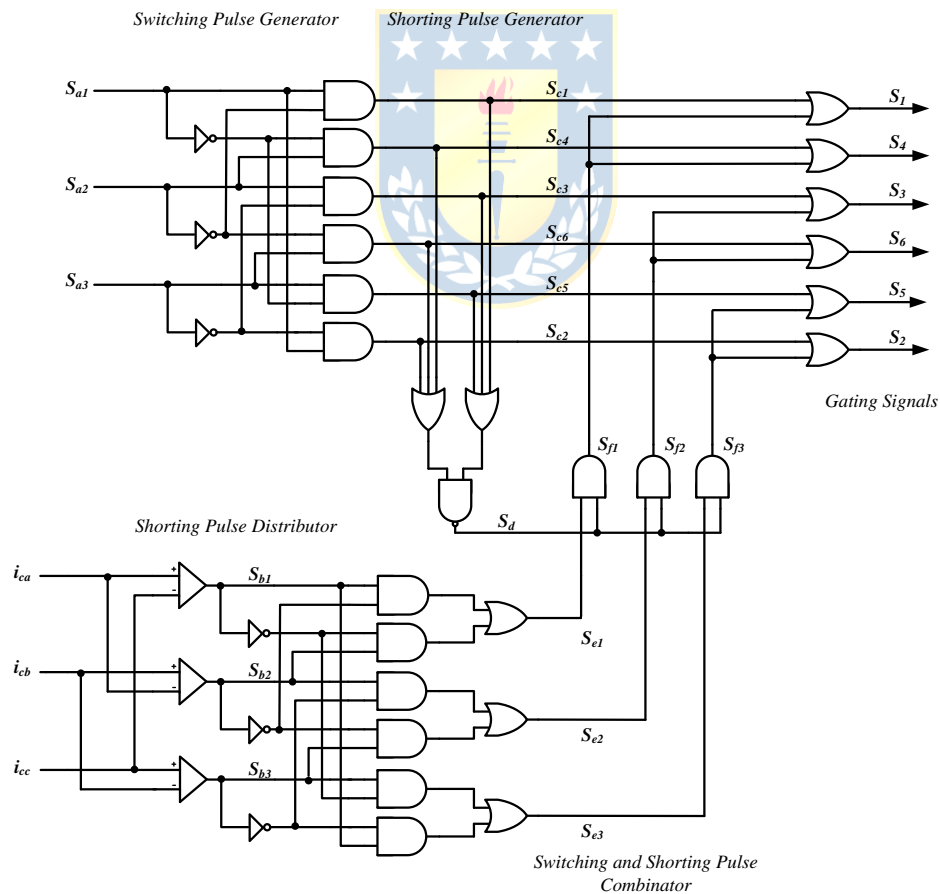


Fig. 6.2. Circuito generador de disparos para modulación SHE en convertidores fuente de corriente.

El circuito generador presenta similares estructuras y características al circuito expuesto en el Capítulo 3 del presente trabajo, por lo que no se entrará en detalles respecto a su funcionalidad. La diferencia entre estos circuitos radica en que para el caso de la modulación SHE, al ser un tipo de modulación *off line*, las señales de disparo que desarrolla el módulo “*Switching Pulse Generator*” se basan en las señales  $S_a^{123}$  compuestas por los ángulos de conmutación encontradas mediante las ecuaciones de la modulación SHE para convertidores tipo fuente de voltaje, en vez de la comparación de señales moduladoras y portadoras. Además, se requieren tres señales sinusoidales  $i_c^{abc}$  desfasadas en  $120^\circ$  una respecto a la otra, que servirán para la sincronización de los pulsos de disparo producidos por los módulos “*Shorting Pulse Distributor*” y “*Switching and Shorting Pulse Combinator*”.

#### **6.4. Modulación SHE en convertidores fuente de corriente trifásicos multinivel**

El desarrollo de la técnica de modulación SHE puede expandirse a topologías fuente de corriente multinivel, como la revisada en este trabajo. De forma análoga a la modulación SPWM, la modulación SHE para convertidores multinivel se debe establecer de manera independiente para cada convertidor, por lo que se deben establecer los patrones de disparo para las corrientes de línea de cada módulo, mientras que la corriente total del convertidor será la suma de ambas.

En este punto se desarrolla un sistema de ecuaciones diferenciales basado en las expresiones anteriormente vistas para concretar la modulación SHE para convertidores fuente de corriente multinivel, compuesto por un número de módulos pares conectados en paralelo.

Las ecuaciones para el número de armónicos a eliminar son las mismas para el convertidor fuente de voltaje, pues para cada convertidor se utilizará el circuito generador de disparos.

Las condiciones para este proceso son las siguientes:

- El convertidor multinivel está compuesto por un número par de módulos conectados en paralelo. Estos comparten el mismo filtro AC de entrada y salida. Cada módulo posee su propio enlace DC entre las etapas rectificadora e inversora, utilizando la corriente total DC como referencia.

- La matriz del sistema resultante de ecuaciones diferenciales debe ser cuadrada con el fin de obtener un sistema compatible determinado. De esta manera, se concluye que se deben obtener el mismo número de ángulos de conmutación como ecuaciones.
- Cada uno de los convertidores debe entregar un ángulo de conmutación único para el control la primera armónica o armónica fundamental.
- Cada convertidor debe entregar el mismo número de ángulos de conmutación para la eliminación de armónicas deseadas no múltiplos de 3.

Para desarrollar el sistema, se define una variable  $\varphi$  que definirá el número de armónicos que se pueden eliminar del sistema. De esta forma, el número de armónicos totales a eliminar se define como:

$$H = 2\varphi C \quad \varphi \in \mathbb{N} \quad (6.9)$$

La variable  $C$  corresponde al número de módulos del convertidor. Para este trabajo, se restringe a valores pares (2, 4, 6, ..., etc.). La expresión (5.9) acota el número total de armónicos a valores pares, siempre dependiendo de la variable  $\varphi$ . Para establecer el número de ángulos de conmutación totales del sistema, que corresponderán a las variables incógnitas del sistema se define:

$$\varepsilon = 2\varphi + 1 \quad (6.10)$$

Como se definió anteriormente, cada módulo debe entregar un número igual de ángulos de conmutación al sistema, correspondiente a las armónicas que se deseen eliminar además de entregar un ángulo para el control de la armónica fundamental. Esto se refleja en la expresión (6.10), pues el número de valores obtenidos en función de  $\varphi$  es impar, otorgando un grado de libertad independiente para controlar la primera armónica y  $2\varphi$  grados de libertad para eliminar las armónicas deseadas en el sistema.

Dado que el número de módulos conectados en el convertidor es  $C$ , el número total de ángulos de conmutación del sistema es:

$$\varepsilon_T = \varepsilon C \quad (6.11)$$

Para definir el sistema general para la eliminación selectiva de armónicos en convertidores pares, se establece la expresión que define el valor arbitrario de una armónica general.

$$M(\alpha_k) = \frac{2\sqrt{3}}{n\pi} \left( \sum_{k=1}^H (-1)^k 2\cos(n\alpha_k) \right) \quad (6.12)$$

El valor de  $M(\alpha_k)$  dependerá de la condición que posea la armónica al momento de evaluar el sistema. Para la armónica fundamental, se definirá como valor el índice de modulación total de la corriente de línea, mientras que para las armónicas a eliminar este valor corresponderá a cero. Para un sistema generalizado basado en convertidores pares, la corriente total de línea corresponde a la suma de las corrientes de cada módulo. A raíz de esto, la expresión para el total de corrientes corresponde también a la suma de los valores de las armónicas que lo componen:

$$M_T = \sum_{k=1}^C M(\alpha_k)^C \quad C = 2, 4, \dots, 2N, N \quad N \in \mathbb{N} \quad (6.13)$$

De esta forma, se establece el sistema general para convertidores multinivel compuestos por módulos pares.

$$\begin{bmatrix} M - m_1^1(\alpha^1, 1) \\ M - m_1^2(\alpha^2, 1) \\ \vdots \\ M - m_1^C(\alpha^C, 1) \\ m_{6\mu-1}^1(\alpha^1, 6\mu-1) + m_{6\mu-1}^2(\alpha^2, 6\mu-1) + \dots + m_{6\mu-1}^C(\alpha^C, 6\mu-1) \\ m_{6\mu+1}^1(\alpha^1, 6\mu+1) + m_{6\mu+1}^2(\alpha^2, 6\mu+1) + \dots + m_{6\mu+1}^C(\alpha^C, 6\mu+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.14)$$

Para el caso particular de la eliminación de las primeras cuatro armónicas y control de la fundamental se resume a continuación. Las armónicas que se desean eliminar corresponden a las 5°, 7°, 11° y 13°, a partir de un convertidor construido por dos módulos en paralelo. A partir de las expresiones definidas anteriormente, se establecen en primer lugar el valor de  $\varphi$ , que corresponde a 1. Los parámetros generales se resumen en la siguiente tabla:

**TABLA 6.1. Resumen de parámetros para SHEM multinivel.**

Parámetro	Valor
$\varphi$	1
$H$	4
$\varepsilon$	3
$\varepsilon_T$	6

El resultado correspondiente se resume en la siguientes tablas, en la cual se presentan los ángulos encontrados del sistema y el valor de cada armónica normalizada, tanto en el valor de las señales de cada módulo, así como en la señal total de modulación normalizada para un índice de modulación de 0.95 [pu].

**TABLA 6.2. Ángulos de conmutación para SHEM multinivel.**

Ángulo de Conmutación	Módulo 1	Módulo 2
$\alpha_1$	5.131°	12.725°
$\alpha_2$	21.005°	45.281°
$\alpha_3$	29.737°	48.776°

**TABLA 6.3. Resumen de armónicas eliminadas para SHEM multinivel**

Armónica	Módulo 1	Módulo 2	Total
$n^1$	-0.478 i	-0.476 i	-0.954 i
$n^3$	$-1.091 \cdot 10^{-4}$ i	$-1,349 \cdot 10^{-4}$ i	$-2.440 \cdot 10^{-4}$ i
$n^5$	-0.037 i	0.045 i	$8.000 \cdot 10^{-3}$ i
$n^7$	-0.044 i	0.042 i	$-2.000 \cdot 10^{-3}$ i
$n^9$	$2.937 \cdot 10^{-3}$ i	$1.943 \cdot 10^{-3}$ i	$4.880 \cdot 10^{-3}$ i
$n^{11}$	-0.150 i	0.150 i	0.000 i
$n^{13}$	-0.067 i	0.065 i	$-2.000 \cdot 10^{-3}$ i
$n^{15}$	$2.147 \cdot 10^{-3}$ i	$4.943 \cdot 10^{-3}$ i	$7.089 \cdot 10^{-3}$ i
$n^{17}$	-0.139 i	-0.15 i	-0.289 i

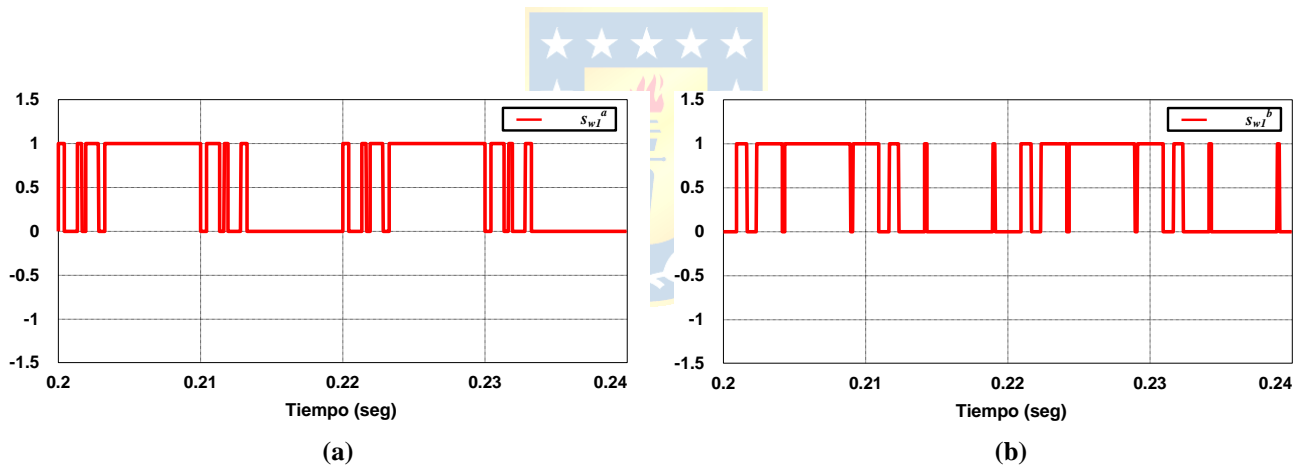
La tabla 6.3 muestra el valor en términos fasoriales de las primeras 17 armónicas desarrolladas para el caso descrito anteriormente. Se observa que los armónicos múltiplos de 3 presentan valores prácticamente nulos en términos cuantitativos, producto de la naturaleza trifásica del convertidor fuente de corriente estudiado. El valor total de las armónicas que se deseaban eliminar es muy cercano a cero, observándose que los valores de cada armónica entregados por los

módulos están desfasados en  $90^\circ$ , produciendo la cancelación de estas al momento de realizar la suma total.

Además, se aprecia que el valor total de la primera armónica corresponde al índice de modulación establecido, con un error de aproximación cercano al 0.42%. Finalmente, la tabla 6.3 muestra que la primera armónica significativa corresponde al número 17, lo que corrobora el sistema propuesto para la modulación SHE multinivel.

## 6.5. Simulación SHE para convertidor fuente de corriente multinivel

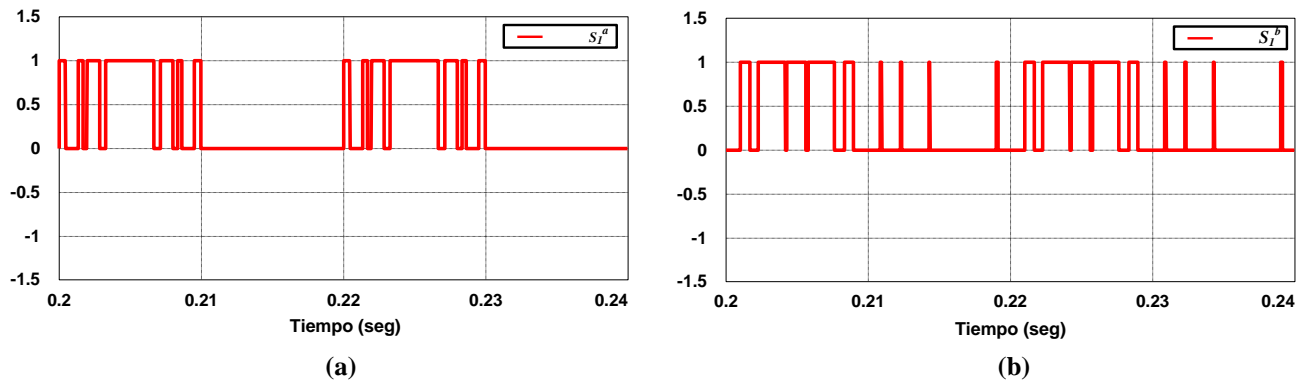
A partir del sistema propuesto en el punto anterior, se procede a realizar la simulación de la modulación SHE para el convertidor fuente de corriente multinivel diseñado en el capítulo 4. A partir de los patrones de disparo obtenidos se busca eliminar las primeras 4 armónicas significativas de las corrientes de entrada de la etapa rectificadora y salida de la etapa inversora respectivamente.



**Fig. 6.3. Patrones de Disparo de modulación SHE para Convertidor Fuente de Voltaje.**

(a) Patrón de disparo SHE en un período para módulo 1 de fase “a”; (b) Patrón de disparo SHE en un período para módulo 2 de fase “a”

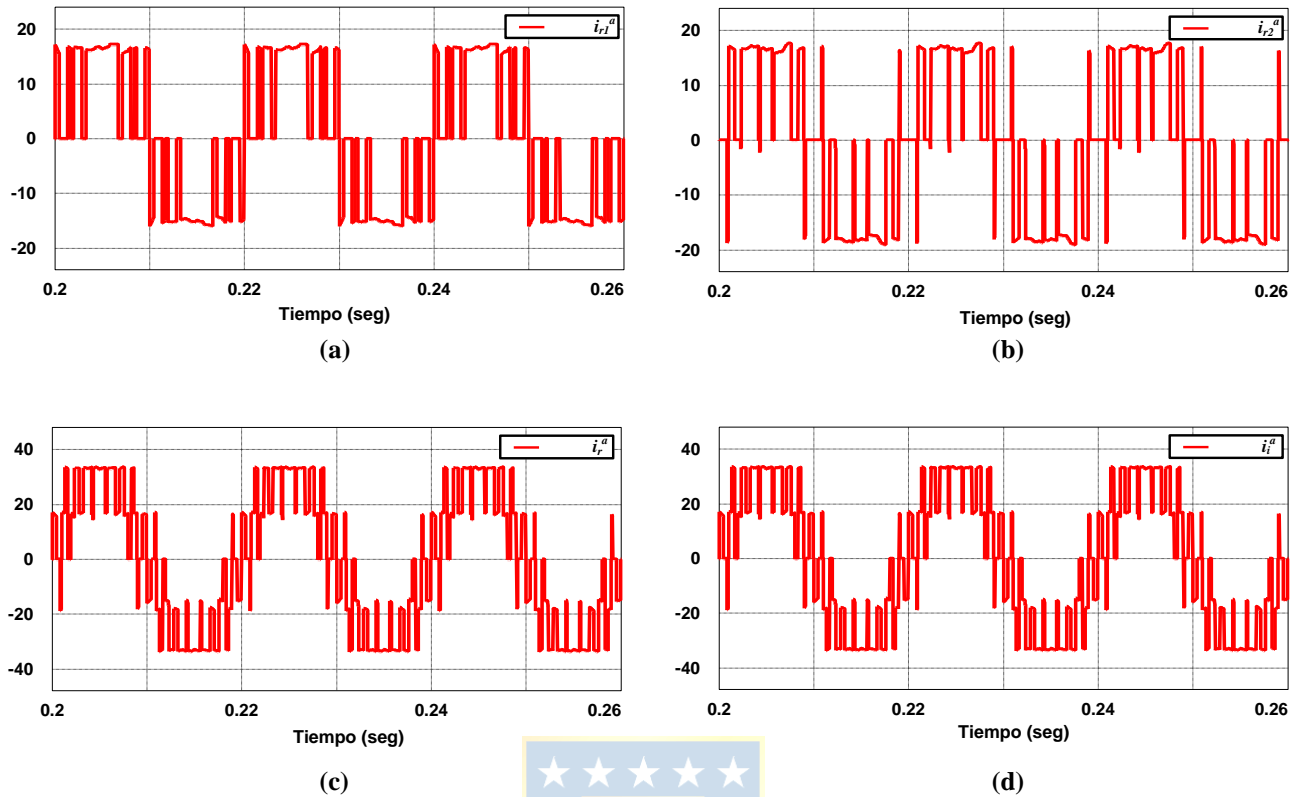
En la figura 6.3 se presentan los patrones de disparo obtenidos a través del sistema de ecuaciones desarrollado en 6.4 y la obtención de los ángulos de conmutación, utilizando la simetría de cuarto de onda y las expresiones (6.7) y (6.8). La figura 6.1 a) muestra el patrón para el módulo superior del convertidor, denominado “1”, mientras que la figura 6.2 b) presenta el patrón de disparo para el módulo inferior, denominado “2”.



**Fig. 6.4. Patrones de Disparo de modulación SHE para Convertidor Fuente de Corriente**

(a) Patrón de disparo SHE en un período para módulo 1 de fase “a”, con desarrollo para convertidores fuente de corriente; (b) Patrón de disparo SHE en un período para módulo 2 de fase “a”, con desarrollo para convertidores fuente de corriente.

Las figuras 6.4 a) y b) muestran los patrones de disparo para la fase “a”, vistos en la figura 6.3 para el módulo 1 y 2 del convertidor multinivel respectivamente, desarrollando la dualidad para convertidores fuente de corriente mediante los circuitos generadores de disparo vistos en el apartado 6.3. Estas serán las señales que se utilizarán para la activación posterior de los dispositivos de potencia del convertidor. Para las otras fases del sistema, estas señales se encuentran desfasadas entre sí en  $120^\circ$ , tal como se desarrolló para la modulación SPWM en capítulos anteriores.

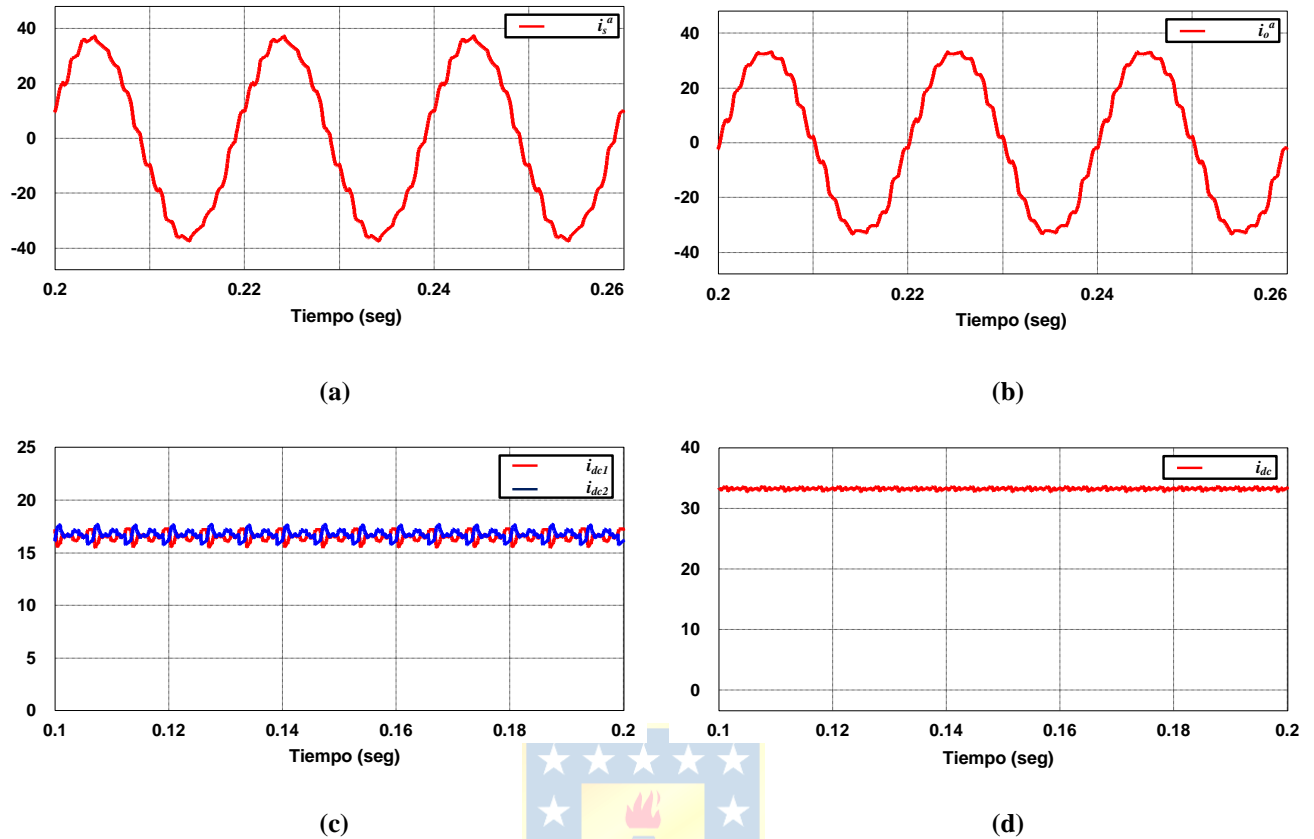


**Fig. 6.5. Formas de Onda para el Convertidor Fuente de Corriente Multinivel con Modulación SHE.**

(a) Corriente de entrada del rectificador  $i_{r1}^a$ ; (b) Corriente de entrada del rectificador  $i_{r2}^a$ ; (c) Corriente total del rectificador  $i_r^a$ ; (d) Corriente total del inversor  $i_i^a$ .

La figura 6.5 muestra las formas de onda obtenidas a la entrada de la etapa rectificadora del convertidor. Las figuras 6.5 a) y 6.5 b) presentan las señales de corriente para cada uno de los módulos del convertidor. Se aprecia que la corriente total de entrada al rectificador presente en la figura 6.5 c) corresponde a la suma de las corrientes de ambos módulos, de manera similar a la corriente total de salida del inversor como se muestra en la figura 6.5 d).

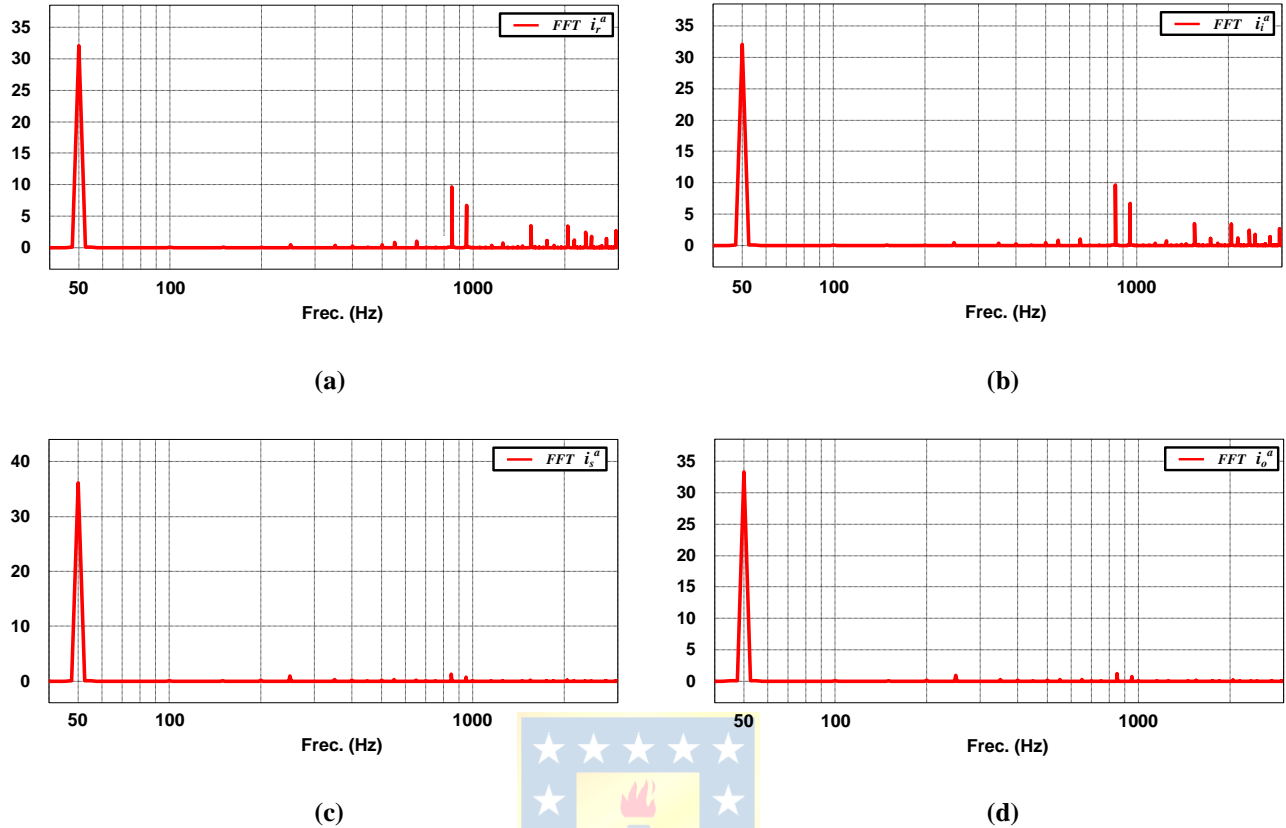




**Fig. 6.6. Formas de Onda para el Convertidor Fuente Corriente Multinivel con Modulación SHE.**

(a) Corriente de entrada del convertidor  $i_s^a$ ; (b) Corriente de salida del convertidor  $i_o^a$ ; (c) Corrientes de enlace DC  $i_{dc1}$  e  $i_{dc2}$ ; (d) Corriente total de enlace DC  $i_{dc}$ .

La figura 6.6 a) muestra la corriente total de entrada del convertidor multinivel, que presenta una forma sinusoidal similar al voltaje de entrada de red. La figura 6.6 b) corresponde a la corriente de salida del convertidor  $i_o^a$ . Las figuras anteriormente descritas presentan valores similares a las corrientes de entrada y salida realizadas con una modulación SPWM, pero con menor resolución en torno a su forma sinusoidal, debido a la frecuencia de conmutación que presentan los interruptores de potencia (1050 [Hz] para la modulación SPWM y 50 [Hz] en la modulación SHE). Las corrientes DC de cada módulo se muestran en la figuras 6.6 c) y la corriente total DC en la figura 6.6 d). Como se puede apreciar, esta corriente presenta un menor rizado en su estructura, con un valor cercano a 33 [A], mientras que las corrientes DC de cada módulo presentan un valor de 16,45 [A].



**Fig. 6.7. Espectro de las Formas de Onda del Convertidor Fuente de Corriente Multinivel.**

(a) Espectro de la corriente de entrada del rectificador  $i_{r1}^a$ ; (b) Espectro de la corriente de entrada del rectificador  $i_{r2}^a$ ; (c) Espectro de la corriente de entrada del convertidor  $i_s^a$ ; (d) Espectro de la corriente de salida del rectificador  $i_o^a$ .

En la figura 6.7 se presentan los resultados en la respuesta de frecuencia para las corrientes de línea del convertidor. Las corrientes totales de entrada y salida del rectificador e inversor muestran en las figuras 6.7 a) y 6.7 b). En ellas se aprecia que las corrientes no presentan armónicos significativos hasta el número 17<sup>o</sup>, lo que corresponde a los valores obtenidos en los cálculos previos realizados en este capítulo.

Las corrientes de entrada y salida del convertidor se muestran en las figuras 6.7 c) y d), en las que se puede observar que debido a la naturaleza sinusoidal de estas, no presentan armónicas significativas y su armónica fundamental se ubica en 50 [Hz]. Se observan pequeñas perturbaciones dentro de su espectro debido a la frecuencia de conmutación menor a la que trabajan los interruptores, pero estas no superan al 0.5% del valor de la armónica fundamental.

## 6.6. Discusión y conclusiones

En este capítulo se presentó una forma de establecer criterios para el desarrollo de la modulación por eliminación selectiva de armónicos aplicado a convertidores fuente de corriente, basándose en trabajos elaborados con anterioridad. Se propuso desarrollar el sistema de ecuaciones para encontrar los ángulos de conmutación de la modulación a partir del número de módulos que componen el convertidor, el número de armónicos pares que se pueden eliminar y una variable natural que permita configurar un sistema compatible determinado. Esta estructura es aplicable a sistemas conformados por un número par de módulos, restringiéndose de esta forma el número de armónicos que se pueden eliminar.

La modulación SHE se simuló en un convertidor fuente de corriente compuesto por dos módulos conectados en paralelo, con el fin de eliminar de las corrientes de entrada y salida del convertidor las primeras cuatro armónicas de bajo nivel no múltiplos de 3. Esto se logró a partir de la obtención de los ángulos de conmutación mediante el sistema de ecuaciones revisado en este capítulo, logrando la eliminación de las armónicas  $5^\circ, 7^\circ, 11^\circ$  y  $13^\circ$  como se había propuesto, además de mantener una corriente en el enlace DC con bajo nivel de rizado.

El método propuesto para la eliminación selectiva de armónicas revisado en este capítulo se realizó en base a la cancelación de los valores absolutos de cada armónica entregada por los módulos que componen el convertidor, los cuales están desfasados en  $90^\circ$  al ser solo dos módulos. Por ende, se puede aplicar este método para un número mayor de módulos pares para eliminar un número mayor de armónicos de acuerdo a las restricciones revisadas en este capítulo, estableciendo que las armónicas de cada módulo estarán desfasadas entre sí de acuerdo a la relación  $180 \cdot C^{-1}$ , donde  $C$  corresponde al número de módulos del convertidor. Esto se ha podido comprobar analíticamente para un convertidor con cuatro módulos, en donde se han podido eliminar hasta 16 armónicos. Sin embargo, este sistema aún no ha podido obtener buenos resultados para un mayor número de módulos, debido principalmente a la difícil aplicación de un sistema de ecuaciones que permita obtener una solución adecuada para la obtención de los ángulos de conmutación.

Por otra parte, en el desarrollo de este capítulo, se pudo apreciar que existen ciertas perturbaciones en los espectros de las corrientes del rectificador e inversor respectivamente, en las frecuencias 550 [Hz] y 650 [HZ]. Si bien tienen un valor menor al 3% del valor total de la primera armónica, se puede tomar esto como un error en el desarrollo del sistema de eliminación de armónicos. El problema debe centrarse principalmente en el desarrollo de algoritmos optimizados

que permitan una mejor solución al sistema de ecuaciones diferenciales que lo componen, por lo que esto puede considerarse como una aproximación a una solución óptima de dicho proceso.



# Capítulo 7. Control de Corriente DC en Convertidores Fuente de Corriente para Modulación PWM

---

## 7.1. Introducción

En este capítulo se establece una estrategia de control directa para la corriente DC de los link de enlaces del convertidor fuente de corriente multinivel visto en el capítulo 4. Para ello se estudian dos casos de alteraciones del sistema, que son el cambio en una señal de referencia dada para mantener el valor de la corriente DC constante y posteriormente un alza en el valor de esta dentro de la región lineal de modulación de la técnica SPWM.

## 7.2. Estrategia de control directo para corriente DC en ejes abc

En el desarrollo del trabajo de un convertidor fuente de corriente multinivel, es importante medir y controlar continuamente el valor de la corriente en los link de enlace directo de las etapas rectificadoras e inversora, para mantener un correcto funcionamiento de estas. Variaciones en el valor promedio de la corriente DC implica la aparición de componente armónico no deseado y distorsión en las señales de voltaje y corriente que se desean controlar.

La corriente total DC entregada desde la etapa rectificadora a la inversora corresponde a la suma de las corrientes DC de cada módulo, que para efectos de este trabajo actúan como componentes independientes en cuanto a sus regiones de operación y corriente entregada a cada etapa. Por este motivo, una estrategia posible para controlar el valor de la corriente total DC consiste en controlar las corrientes de enlace DC de cada módulo de manera independiente. Una vez logrado el objetivo de control sobre cada corriente, el valor total de la corriente DC se puede mantener constante en cada momento, o bien, modificar de acuerdo a requerimientos específicos de trabajo.

De acuerdo al modelo matemático obtenido anteriormente, las ecuaciones que rigen el comportamiento de las corrientes de enlaces DC son las siguientes:

$$\dot{i}_{dc1} = \frac{1}{L_{dc1}} (\mathbf{s}_1^{abc})^T \mathbf{v}_c^{abc} + \frac{R_r}{L_{dc1}} (\mathbf{s}_1^{abc})^T \mathbf{i}_s^{abc} - \frac{R_r}{L_{dc1}} \left( (\mathbf{s}_1^{abc})^T \mathbf{s}_1^{abc} i_{dc1} + (\mathbf{s}_1^{abc})^T \mathbf{s}_2^{abc} i_{dc2} \right) - \frac{R_{dc}}{L_{dc1}} i_{dc1} \quad (7.1)$$

$$\dot{i}_{dc2} = \frac{1}{L_{dc2}} (\mathbf{s}_2^{abc})^T \mathbf{v}_c^{abc} + \frac{R_r}{L_{dc2}} (\mathbf{s}_2^{abc})^T \mathbf{i}_s^{abc} - \frac{R_r}{L_{dc2}} \left( (\mathbf{s}_2^{abc})^T \mathbf{s}_1^{abc} i_{dc1} + (\mathbf{s}_2^{abc})^T \mathbf{s}_2^{abc} i_{dc2} \right) - \frac{R_{dc}}{L_{dc2}} i_{dc2} \quad (7.2)$$

$$\dot{i}_{dc} = \dot{i}_{dc1} + \dot{i}_{dc2} \quad (7.3)$$

En las expresiones anteriores se asume que el sistema está balanceado. Esto implica que ambas corrientes DC son iguales en cada momento y sus componentes pasivos de los filtros son los mismos. Con ello, la componente dinámica de la corriente total DC corresponde a:

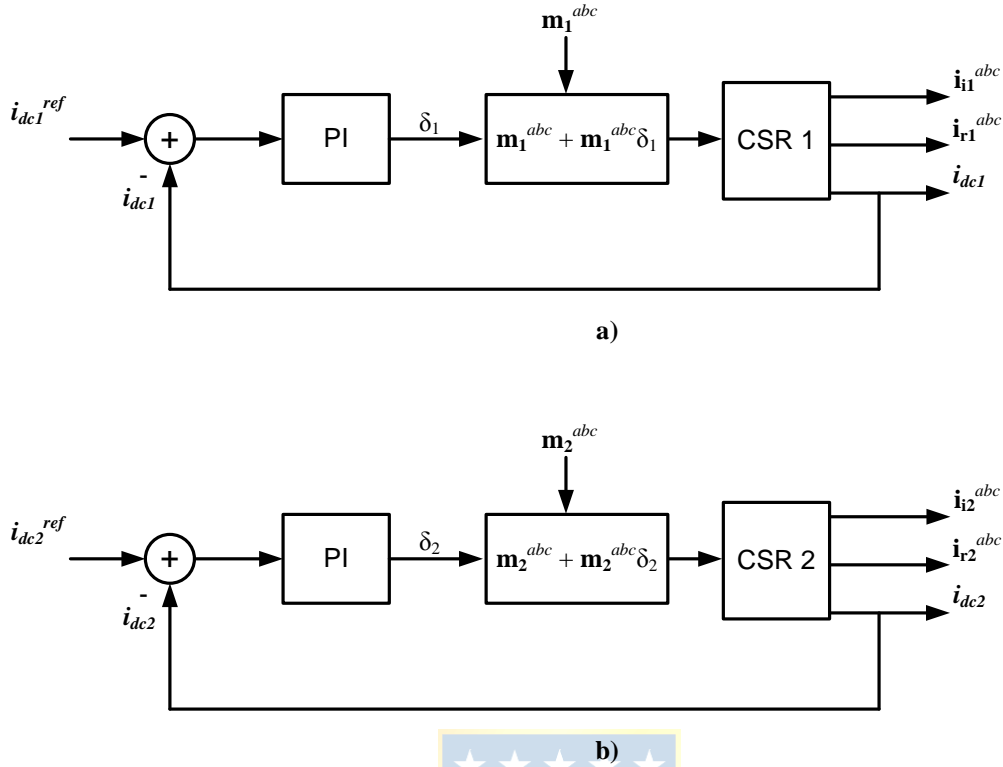
$$\dot{i}_{dc} = \dot{i}_{dc1} + \dot{i}_{dc2} \quad (7.4)$$

Las expresiones matemáticas del modelo establecen que la dinámica de las corrientes DC varían de acuerdo a las variables de estado presentes en el sistema. Dichas variables corresponden al voltaje en el capacitor  $\mathbf{v}_c^{abc}$ , la corriente de entrada  $\mathbf{i}_s^{abc}$ , las corrientes de enlace DC  $i_{dc1}$ ,  $i_{dc2}$  e  $i_{dc}$  y como entradas a las funciones de transferencia  $\mathbf{s}_1^{abc}$  y  $\mathbf{s}_2^{abc}$ . Este modelo permite dos grados de libertad, siendo las salidas de este las corrientes DC. Al estar las señales de entrada implícitas en las expresiones de salida, es factible modificarlas para obtener un control por realimentación de las corrientes de enlace. Esto implica aumentar o disminuir de igual manera cada una de las corrientes en forma independiente a partir de una referencia externa al sistema. Las entradas  $\mathbf{s}_1^{abc}$  y  $\mathbf{s}_2^{abc}$ . Se pueden expresar en función de las señales moduladoras del sistema:

$$\mathbf{s}_1^{abc}(t) = \mathbf{m}_1^{abc}(t) \quad (7.5)$$

$$\mathbf{s}_2^{abc}(t) = \mathbf{m}_2^{abc}(t) \quad (7.6)$$

A partir de las expresiones anteriores, se implemente un controlador PI que modificará cada corriente DC por separado. La señal obtenida aumentará o disminuirá el set de señales moduladoras para cada convertidor. La figura 7.1 muestra el tipo de control a implementar:



**Fig. 7.1. Sistema de Control propuesto para CSR multinivel.**

a) Esquema de control PI para corriente  $I_{dc1}$ ; b) Esquema de control PI para corriente  $I_{dc2}$ .

Cada controlador entregará una señal que permitirá modificar las señales moduladoras de cada rectificador. Denominando esta señal como  $\delta_{1,2}$  de acuerdo a la corriente DC respectiva, se procede a definir las nuevas señales moduladoras como:

$$\mathbf{m}_1^{abc}(t) = \mathbf{m}_1^{abc}(t) + \mathbf{m}_1^{abc}(t)\delta_1 \quad (7.8)$$

$$\mathbf{m}_2^{abc}(t) = \mathbf{m}_2^{abc}(t) + \mathbf{m}_2^{abc}(t)\delta_2 \quad (7.9)$$

Estas nuevas señales moduladoras actuarán sobre las ecuaciones del modelo matemático del convertidor multinivel, alterando proporcionalmente las moduladoras de cada convertidor. Con ello se modificará la amplitud de cada señal, por lo que también se alterará el índice de modulación previsto en el sistema balanceado. El índice de modulación para el SPWM se define como:

$$M = \frac{A_m}{A_c} \quad (7.9)$$

Si se asume la amplitud de la señal portadora como normalizada y unitaria, la relación (7.9) se reduce a:

$$M = A_m \quad (7.10)$$

Por lo tanto, para evitar que se caiga en la región de sobre modulación, se debe precisar que la amplitud total de las señales moduladoras no debe sobrepasar el valor 1. Con esta condición se pueden establecer los límites máximos de cada corriente DC que se puede controlar. Del mismo modo, resulta necesario indicar que como resultado de la alteración a las señales moduladoras, estas no se ven modificadas en su frecuencia natural y tampoco las señales portadoras triangulares. De esta manera, no se ve afectada la frecuencia de modulación del sistema, por lo que las señales de corriente de la etapa rectificadora deberán mantener el contenido armónico visto en capítulos anteriores suprimido. El controlador PI a utilizar presenta la siguiente configuración:

$$\frac{i_{dc1,2}}{i_{dc1,2}^{ref}}(s) = K_d \frac{(1 + sT_d)}{sT_d} \quad (7.11)$$

La estructura y valores son iguales para los controladores de cada corriente DC. Los parámetros obtenidos son los siguientes:

**TABLA 7.1 Parámetros obtenidos para los controladores PI**

Parámetro	PI 1	PI 2
$K_p$	0.75	0.75
$T_d$	0.006	0.006

Una vez establecidos los parámetros de control de las corrientes DC de la etapa rectificadora, es necesario establecer un método de control anexo para las señales de conmutación de la etapa inversora del convertidor. Debido a la modificación producida al modificar las señales moduladoras de entrada, pueden presentarse perturbaciones en las corrientes directas, tales como aparición de contenido armónico en frecuencias pares, atenuaciones y desbalance en las señales de salida del



inversor. Para compensar dichas perturbaciones, se propone modificar las señales portadoras triangulares de los inversores a partir de las perturbaciones generadas en las señales de corriente continua.

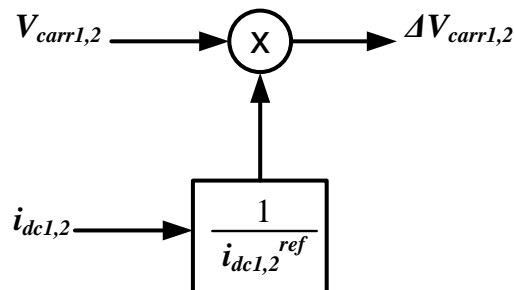
Tomando como referencias las señales de corriente DC modificadas de la etapa rectificadora, se procede a generar una señal basada en la corrección de la salida establecida como la corriente DC de cada link:

$$K = \frac{i_{dc1,2}}{i_{dc1,2}^{ref}} \quad (7.12)$$

De esta forma, las señales triangulares modificadas para la etapa inversora corresponden a las señales portadoras originales multiplicadas por la señal K:

$$\Delta V_{carr1,2} = KV_{carr1,2} \quad (7.13)$$

Las nuevas señales triangulares para los inversores presentan la misma frecuencia de operación que las utilizadas para generar las señales de disparo en las etapas rectificadoras, atenuando o disminuyendo su amplitud de acuerdo a las distorsiones de la señal de corriente DC correspondiente. Es por esto que las características de las señales de salida del inverso deberán ser similares a las del rectificador multinivel. La figura 7.2 presenta la estructura de las funciones representadas en los puntos anteriores.

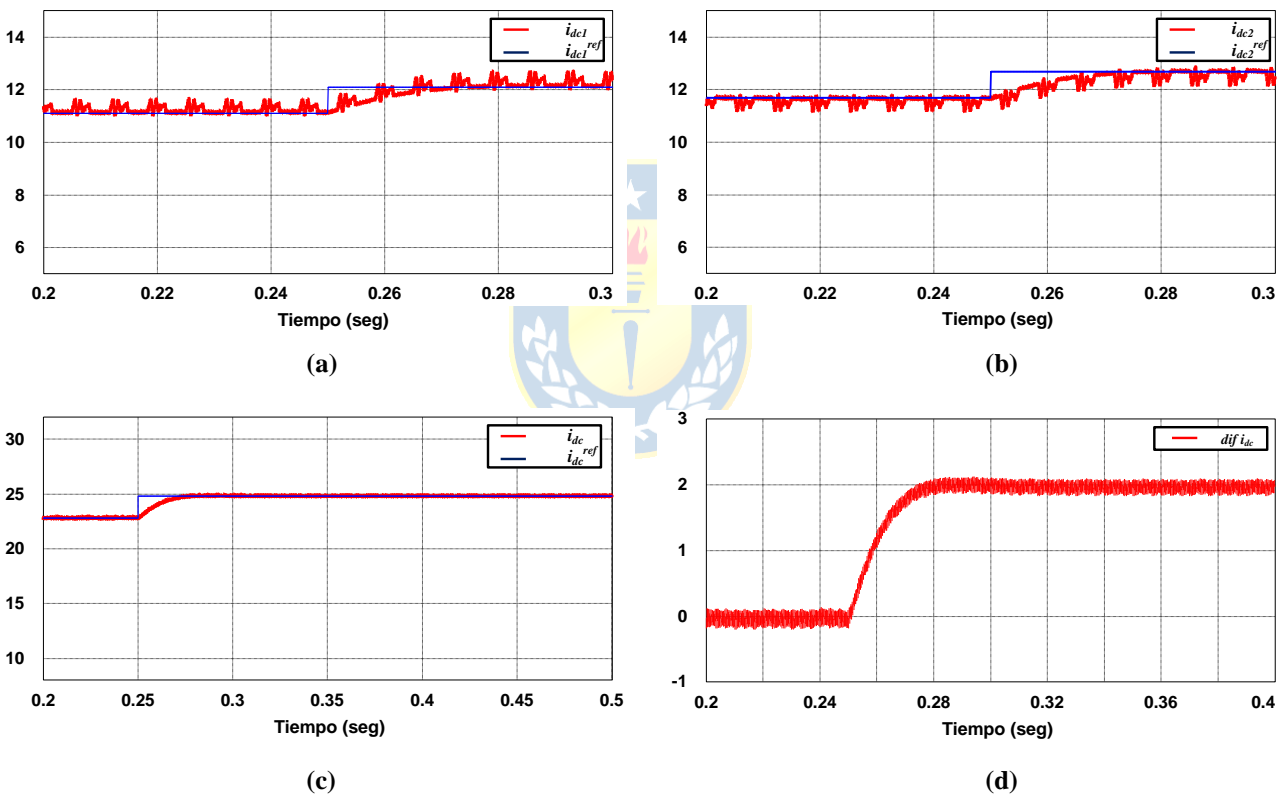


**Fig. 7.2. Esquema para la generación de señales portadoras en el inversor fuente de corriente multinivel.**

### 7.3. Simulaciones y resultados.

Las simulaciones se realizaron mediante el programa PSIM. En ellas se evaluó el comportamiento del sistema a partir de dos tipos de alteración en la corriente DC. En primer lugar se procedió a aumentar el valor total de la corriente DC en 2 [A] desde el valor nominal del sistema balanceado. Posteriormente, se procede a modificar las señales de corriente DC con el fin de mantener una variación total del enlace DC en 0 [A].

#### 7.3.1 Simulación de aumento del valor total en corriente DC.



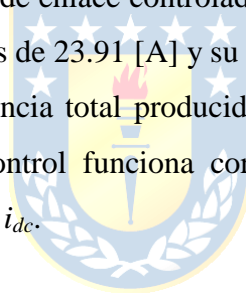
**Fig. 7.3. Control de corrientes DC para aumento de 2 [A].**

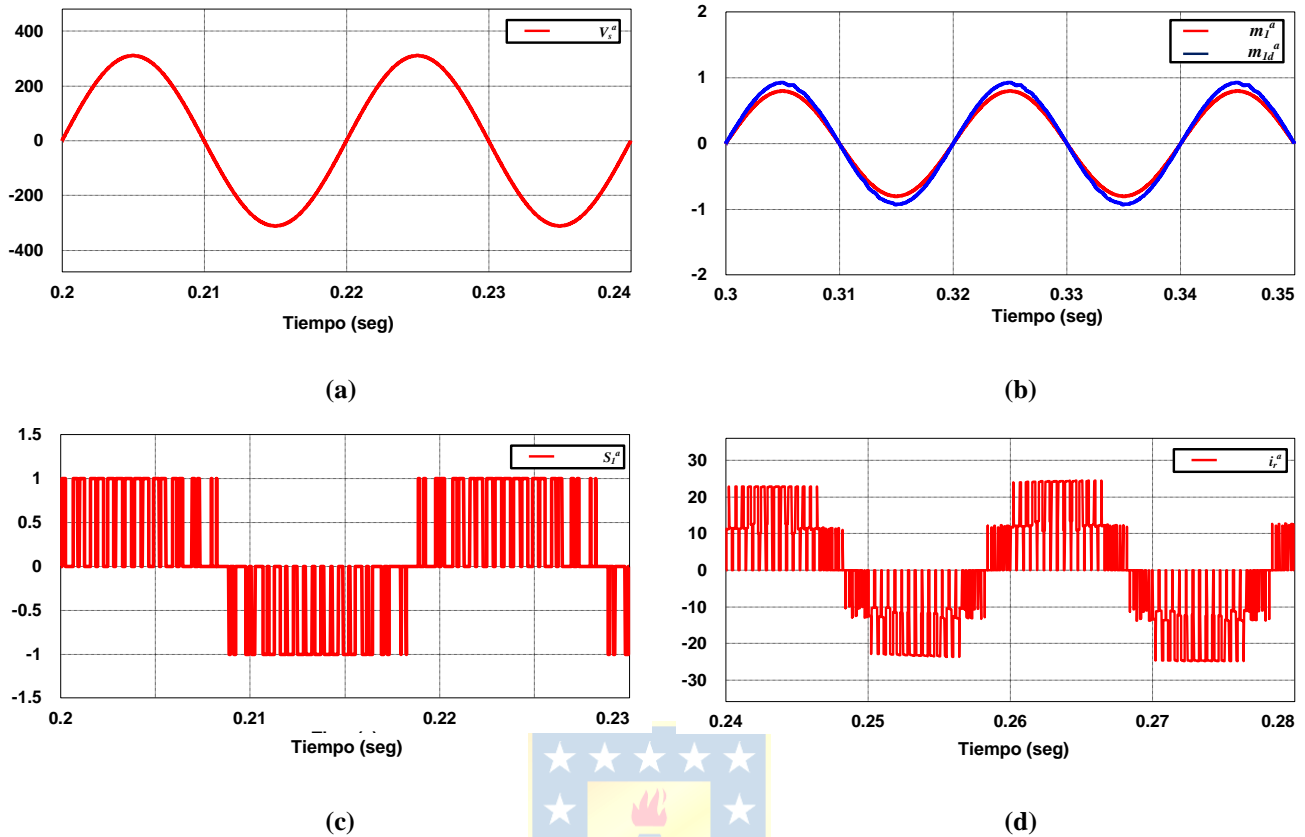
**a)** Corriente  $i_{dc1}$ ; **b)** Corriente  $i_{dc2}$ ; **c)** Corriente total  $i_{dc}$  del convertidor fuente de corriente multinivel; **d)** Diferencia en la corriente  $i_{dc}$ .

En la figura 7.3 se muestra la acción de los controladores PI revisados en el presente capítulo. Se dispone a realizar un aumento controlado de la corriente total del convertidor fuente de corriente en 2 [A]. Por el diseño independiente de cada controlador, se procede a aumentar en 1 [A] cada una de las corrientes de enlace DC, de manera que la suma total de estas vea reflejada el valor final deseado, que en este caso corresponde a la corriente total DC.

Las figuras 7.3 a) y 7.3 b) muestran el comportamiento dinámico de las corrientes  $i_{dc1}$  e  $i_{dc2}$  respectivamente ante un cambio escalón de 1[A] en la referencia producido en 0.25 [seg]. Como ambos controladores son similares, los valores característicos son iguales. Presentan un porcentaje de sobrepaso menor al 0.4%, mientras que su tiempo de establecimiento de 3 [mseg]. El valor inicial de la corriente  $i_{dc1}$  es de 11.47 [A] y su valor final es de 12.46 [A]. En tanto la corriente  $i_{dc2}$  posee un valor inicial de 11.58 [A] y su valor final es de 12.57 [A], cumpliendo así con el valor final de la entrada escalón.

La figura 7.3 c) muestra el valor total de la corriente  $i_{dc}$  del convertidor. Debido a que corresponde a la suma de las corrientes de enlace controladas, presenta similares características ante un cambio de escalón. Su valor inicial es de 23.91 [A] y su valor final es de 25.088 [A]. Finalmente, en la figura 7.3 d) se observa la diferencia total producida en la corriente  $i_{dc}$ , que es de 2[A]. Se puede verificar que el esquema de control funciona correctamente durante todo el proceso de aumento en el valor final de la corriente  $i_{dc}$ .



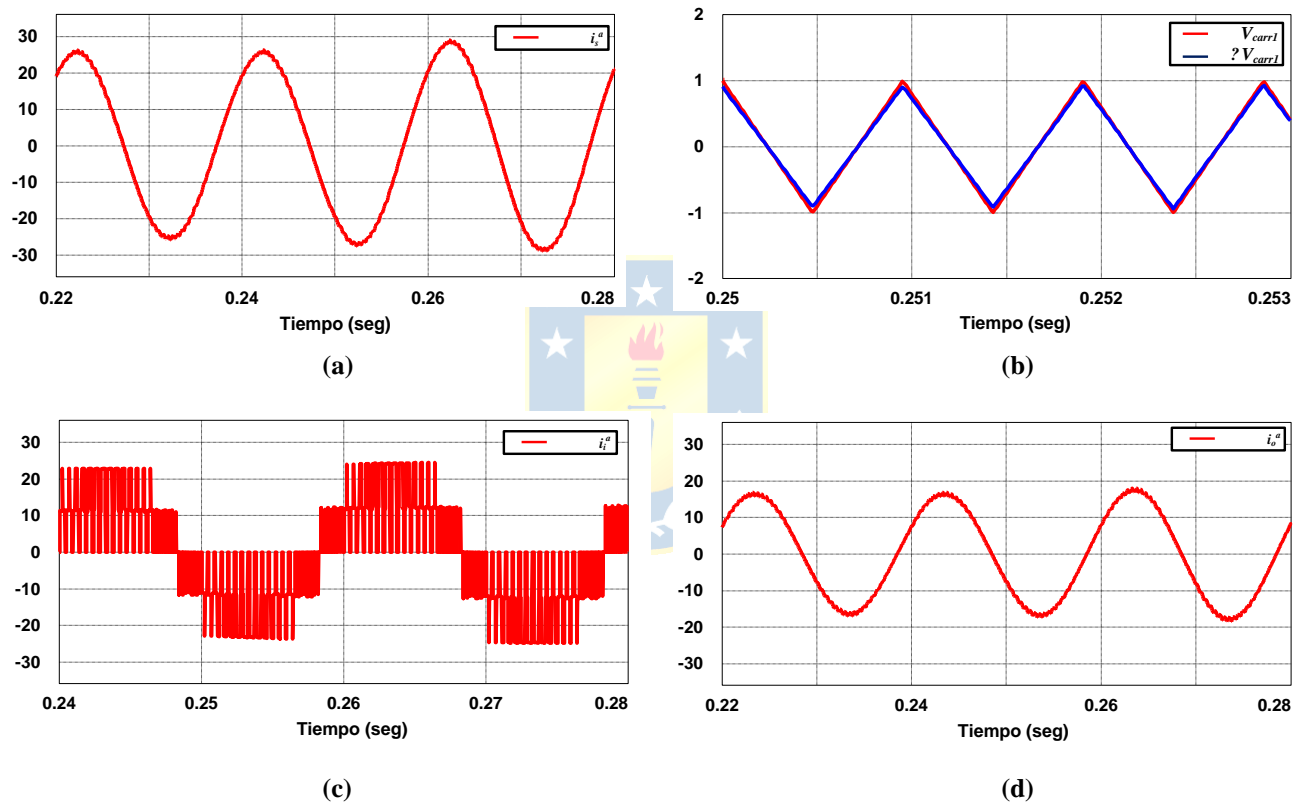


**Fig. 7.4. Formas de onda de etapa rectificadora ante cambio de escalón para control de corriente DC**  
 a) Voltaje de entrada  $V_s^a$ ; b) Señales moduladoras  $m_1^a$ , modificada y original; c) Función de transferencia  $S^a$ ; d) Corriente de entrada del rectificador  $i_{ra}$ .

La figura 7.4 a) muestra la señal de voltaje de entrada en fase “a” que corresponde a 220 [V] rms de manera similar a las utilizadas en simulaciones anteriores. La figura 7.4 b) muestra las señales moduladoras utilizadas en las etapas rectificadora e inversora del convertidor. La señal moduladora para el inversor no presenta variaciones en su amplitud de 0.8 [V] y frecuencia de 50[Hz]. La señal moduladora de la etapa inversora es modificada de acuerdo al esquema de control visto anteriormente. Su amplitud es de 0.9421 [V], que corresponde a un valor menor a la unidad, por lo que permite trabajar la modulación SPWM bajo la región de modulación permitida. Cabe señalar que en el gráfico se muestra un intervalo de tiempo posterior a la entrada de escalón para poder graficar de mejor manera el cambio en la amplitud de la señal.

La figura 7.4 c) muestra la función de transferencia para la pierna 1 de los rectificadores. Se aprecia que la amplitud se mantiene constante, mientras que los tiempos de switcheo se modifican a partir de las señales moduladoras del rectificador.

En la figura 7.4 d) se presenta la señal de corriente de entrada del CSR multinivel. Se muestra un intervalo de tiempo donde se aprecia el cambio de amplitud de las señales por el cambio de referencia en 0.25 [seg]. La corriente inicial del rectificador es de 23.09 [A] y su valor final es de 25.07 [A], que corresponde al valor final de la corriente DC.



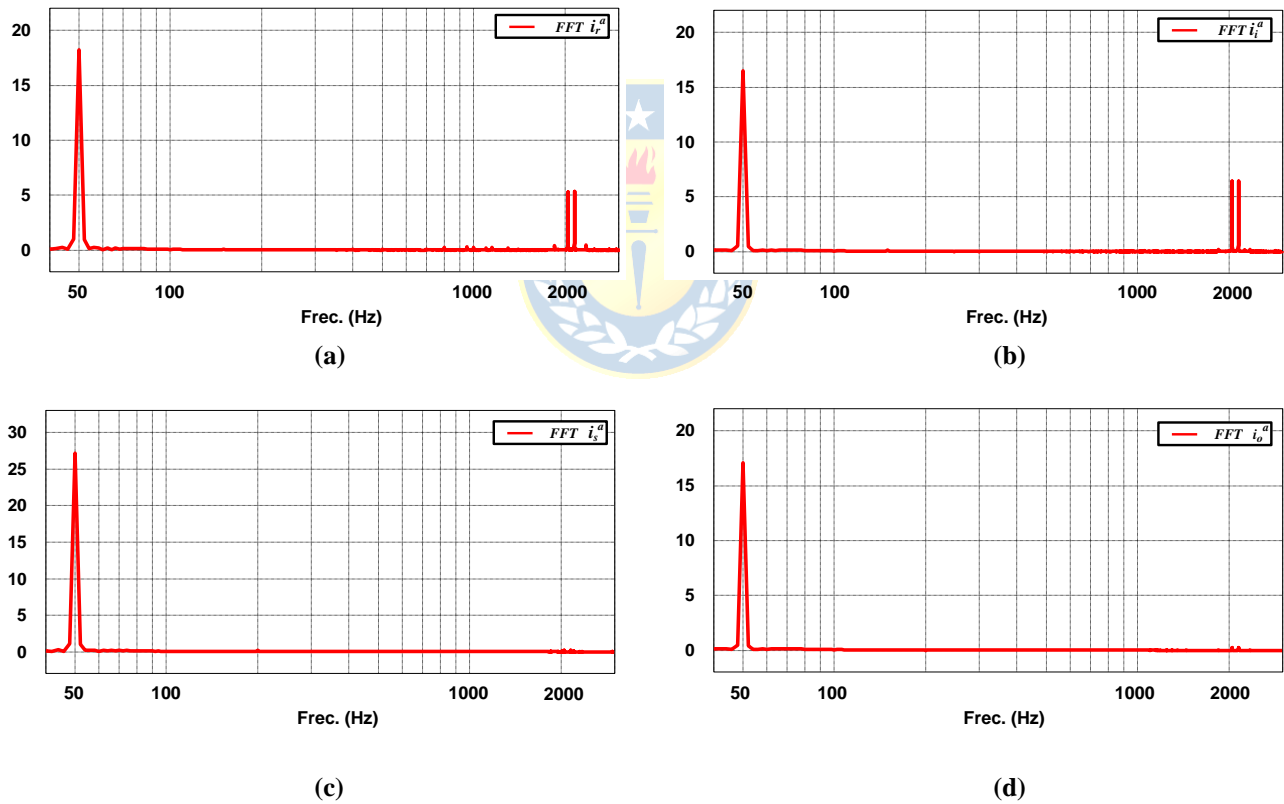
**Fig. 7.5. Formas de onda de etapa rectificadora ante cambio de escalón para control de corriente DC**

- a) Corriente de entrada del convertidor  $i_s^a$  b) Señal portadora  $V_{carr1}$  para etapa inversora, modificada y original; c) Corriente de salida del inversor  $i_i^a$ ; d) Corriente de salida del convertidor  $i_o^a$ .

La figura 7.5 a) muestra la corriente de entrada  $i_s^a$  del rectificador. Posee la misma frecuencia de operación que el voltaje de red y presenta un alza en su valor peak en 0.25 [seg] producida por el cambio de referencia de las corrientes de enlace continuo. Caso similar se presenta en la corriente de carga del convertidor, mostrada en la figura 7.5 d).

La señal triangular modificada para el inversor superior se presenta en la figura 7.5 b). El efecto del cambio de referencia y la modificación para la corrección de amplitud debido a la corriente DC se presenta comparando dicha señal con la señal portadora original. La señal modificada presenta una amplitud de 0.944 [V], que se debe apreciar en intervalos de tiempo pequeños como los presentados en la figura, debido a la frecuencia de operación que presenta.

La figura 7.5 c) corresponde a la corriente de salida del inversor multinivel. Al igual que la corriente de entrada del rectificador, esta aumenta su valor cuando entra en acción el cambio de amplitud de las señales de corriente, desde 23.055 [A] a 25.026 [A] peak. Esta señal también presenta la característica de 3 niveles de valor, correspondientes a la suma de las corrientes de cada inversor del convertidor multinivel.



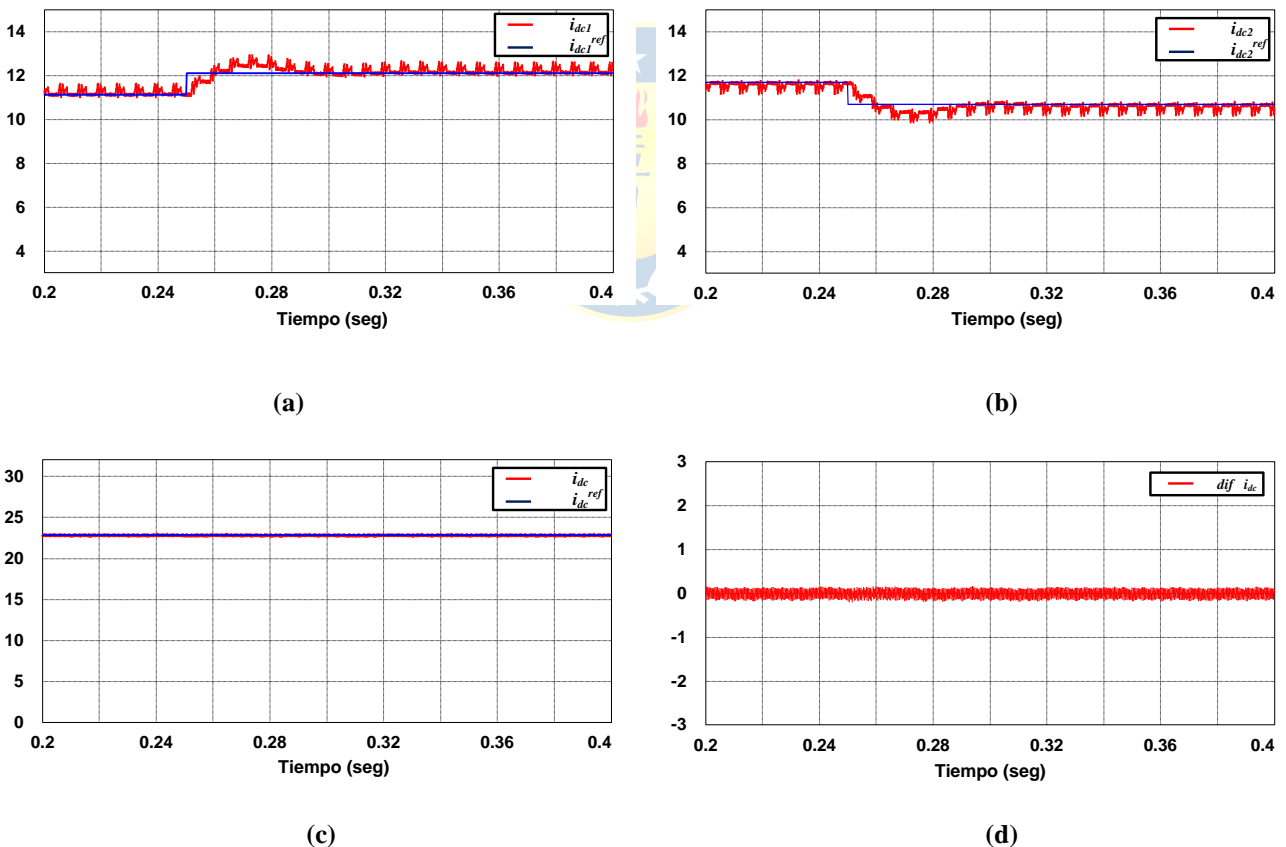
**Fig. 7.6. Respuesta en frecuencia del convertidor fuente de corriente**

- a)** Corriente de entrada del rectificador  $i_r^a$ ; **b)** Corriente de salida del inversor  $i_i^a$ ; **c)** Corriente de entrada del convertidor  $i_s^a$ ; **d)** Corriente de salida del convertidor  $i_o^a$ .

Las figuras 7.6 a) y 7.6 b) presentan las respuestas en frecuencia de las corrientes de entrada del rectificador y salida de inversor respectivamente. Las armónicas dominantes se encuentran a 2050 [Hz] y 2015 [Hz] correspondiente a las  $41^\circ$  y  $43^\circ$ , que corresponden a las armónicas especificadas en la frecuencia de modulación SPWM. Hay contenido armónico no deseado alrededor de la armónica  $37^\circ$ , con un valor menor al 2.13% del valor de la armónica fundamental.

Las figuras 7.6 c) y 7.6 d) corresponden a las respuestas en frecuencia de las corrientes de línea  $I_{sa}$  e  $I_{oa}$ , las cuales no presentan contenido armónico hasta la armónica  $41^\circ$ , con un valor menor al 0.73 % de la armónica fundamental.

### 7.3.2 Simulación para mantención del valor total en corriente DC constante.



**Fig. 7.7. Control de corrientes DC bajo condición de valor constante**

**a)** Corriente  $i_{dc1}$ ; **b)** Corriente  $i_{dc2}$ ; **c)** Corriente total  $i_{dc}$  del convertidor fuente de corriente multinivel; **d)** Diferencia en la corriente  $i_{dc}$ .

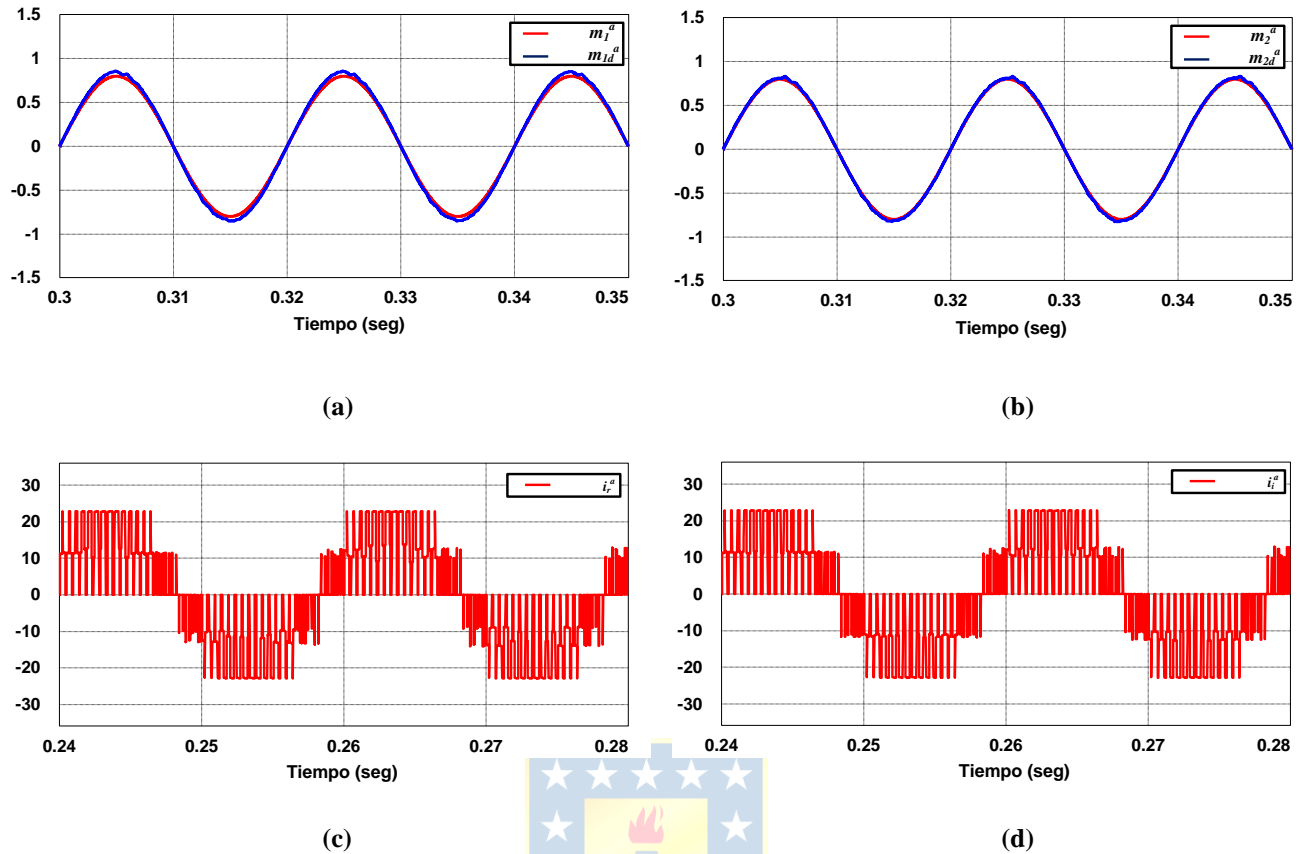
Se procedió a simular la respuesta del sistema bajo la condición de mantener un valor constante de la corriente total  $i_{dc}$  ante cambios de escalón de las corrientes  $i_{dc1}$  e  $i_{dc2}$ . El principio fundamental es aumentar y disminuir cada una de las corrientes en una magnitud similar. Es decir, si una corriente aumenta en un determinado momento, la otra deberá disminuir en un valor similar y viceversa, manteniendo de esta forma el valor total de la corriente DC constante en todo momento.

Las figuras 7.7 a) y 7.7 b) muestran el comportamiento dinámico de las corrientes de enlace DC. En 0.25 [seg] se aplica un cambio de escalón de 1 [A] a la señal de referencia de la corriente  $I_{dc1}$ . El valor inicial de  $i_{dc1}$  es de 11.22 [A] y su valor final es de 12.21 [A]. Por la acción del controlador directo, el tiempo de establecimiento es de 0.04 [seg], con un sobrepaso menor al 2.3%. Para contrarrestar esta variación, se procede a disminuir la corriente  $i_{dc2}$  en 1 [A] con valores de sobrepaso y establecimiento similares, pasando de un valor inicial de 11.57 [A] a 10.59 [A]. De esta forma, la corriente total  $i_{dc}$  se mantiene constante como se aprecia en la figura 7.7 c).

La figura 7.7 d) muestra la diferencia de la corriente  $i_{dc}$  bajo los cambios de escalón de las referencias, las cuales en este caso, no presenta variaciones.





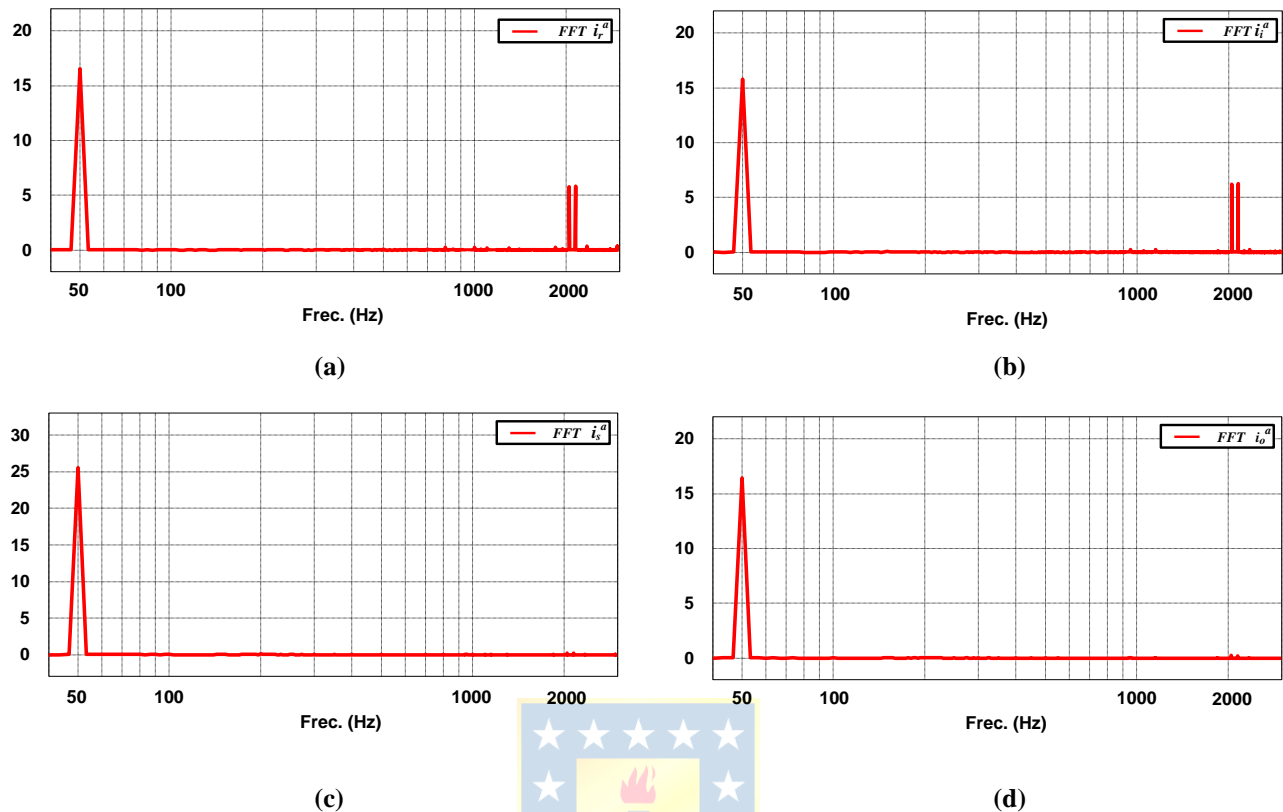


**Fig. 7.8. Formas de onda de etapa rectificadora ante cambio de escalón para control de corriente DC**

a) Señales moduladoras  $m_1^a$ , modificada y original; b) Señales moduladoras  $m_2^a$ , modificada y original; c) Corriente de entrada del rectificador  $i_r^a$ ; d) Corriente de salida del inversor  $i_i^a$ .

En las figuras 7.8 a) y 7.8 b) se muestran las señales de modulación modificadas para cada módulo del convertidor fuente de corriente. Ambas señales presentan un incremento en su amplitud peak debido a la operación de los controladores PI. La amplitud peak de la moduladora  $m_1^a$  es de 0.8529 [V], mientras que para  $m_2^a$  corresponde a 0.831414 [V].

Como se mantiene constante el valor total de la corriente de enlace mientras varían los valores de las corrientes DC en cada módulo, las corrientes  $i_r^a$  e  $i_i^a$  poseen un valor peak de 22.86 [A] que corresponden al valor de la corriente DC durante el transcurso de la simulación. Al ser señales de corriente de 3 niveles, se aprecia que luego de la aplicación del cambio de referencia, los valores que disminuyen o aumentan en 1 [A] corresponden a las señales de corrientes aportadas por cada módulo del convertidor.



**Fig. 7.9. Respuesta en frecuencia del convertidor fuente de corriente**

a) Corriente de entrada del rectificador  $i_r^a$ ; b) Corriente de salida del inversor  $i_i^a$ ; c) Corriente de entrada  $i_s^a$ ; d) Corriente de salida  $i_o^a$ .

La figura 7.9 presenta las respuestas en el plano de frecuencias de las corrientes del convertidor fuente de corriente multinivel. Las figuras 7.9 a) y 7.9 b) muestran las FFT de las corrientes de entrada del rectificador  $i_r^a$  y salida del inversor  $i_i^a$ . Se puede apreciar que las armónicas dominantes en ambos casos corresponden a las  $41^\circ$  y  $43^\circ$ , cumpliendo de esta forma con el diseño de modulación SPWM planteado con la frecuencia de modulación. Se destaca que en el caso de la corriente  $i_r^a$ , presenta distorsión armónica en 950 [Hz] y 1150 [Hz], siendo ellas menores al 2.72% del valor de la armónica fundamental. Estas distorsiones se ven atenuadas significadas en la corriente de salida del inversor  $i_i^a$ . Dichas armónicas presentan un valor menor al 0.9% del valor de la armónica fundamental en este caso, que se debe a la acción de las señales triangulares modificadas de la etapa inversora, que producen una reducción del contenido armónico proveniente de la etapa de conmutación en los rectificadores fuente de corriente.

Las figuras 7.9 c) y 7.9 d) muestran las respuestas en el plano de las frecuencias de las corrientes de entrada al convertidor  $i_s^a$  y de salida en la carga  $i_o^a$ . Tal como se espera por la acción de los filtros LC, su contenido armónico se ve reducido casi por completo, presentándose solamente contenido armónico menor al 1.41% de la fundamental en las armónicas 41° y 43° de la señal  $i_s^a$ , y menor al 0.85% en la corriente  $i_s^a$ .

## 7.4. Discusión y Conclusiones

En este capítulo se presentó un esquema de control directo para la corriente de enlace continuo DC del convertidor fuente de corriente multinivel. Dicho control quedó compuesto por dos controladores PI que, en forma independiente, logran controlar cada una de las corrientes DC en cada módulo del convertidor. Se procedió a realizar dos tipos de alteraciones a dichas corrientes con el fin de verificar el buen funcionamiento de estas, mediante un cambio de referencia escalón para aumentar y mantener constante el valor total de la corriente DC.

Se pudo apreciar que para variaciones de 1 [A] en cada una de las corrientes, el sistema logra un sistema estable con un tiempo de establecimiento menor a 0.03 [Seg], pudiendo de esta forma alcanzar las referencias deseadas. En términos de contenido armónico, se puede constatar que se logra eliminar las armónicas de las corrientes de línea y de conmutación deseadas a partir de la frecuencia de modulación SPWM desarrollada en capítulos anteriores, presentando contenido armónico no deseado con un valor menor al 2.5% del total de la armónica fundamental. Esto se puede tomar como un rango tolerable en consideración los cambios producidos en la amplitud y valor continuo de las variables de estado que constituyen el convertidor.

La modificación de las señales triangulares para la etapa inversora del convertidor fuente de corriente permite corregir las alteraciones producidas en las corrientes de enlace debido a la acción de los controladores PI, reduciendo el valor del contenido armónico no deseado en la corriente de salida del inversor, junto con otorgar un nuevo set de señales de conmutación que permiten mantener los valores deseados en las corrientes de carga del convertidor.

El principio de independencia de cada controlador PI permite modificar en cada momento el valor de cada corriente de enlace. Una desventaja de este modelo es que se debe mantener continuamente medida cada señal de corriente con el fin de lograr valores deseados de la corriente total DC. Por este motivo, para mantener el convertidor balanceado en cada una de sus variables de

estado y salidas, ambas corrientes deben ser modificadas de manera análoga y similar ante alguna variación externa. A diferencia de otros métodos de control estudiados, el tener dos esquemas de control aumenta el tamaño de los componentes externos al convertidor, así como su esquema en una posible implementación.

Otra desventaja se presenta en el hecho de que solo se puede controlar de forma directa las corrientes DC ante variaciones implícitas en ellas. Otra alteración del sistema en alguna de sus variables de estado no podría ser controlada o corregida por el sistema. A pesar de esto, el diseño de control propuesto logra un resultado aceptable en el desarrollo de la eliminación de contenido armónico deseado.

Una consideración importante a tomar en cuenta es el valor que se desea modificar en la corriente DC. Las simulaciones realizadas en este trabajo muestran que el controlador funciona correctamente ante variaciones de 1[A]. Otros ensayos también realizados permiten alterar las corrientes en valores de  $\pm 3$  [A], teniendo que modificar los parámetros de ambos controladores. Mayores alteraciones de las corrientes DC no logran ser atenuadas por el diseño de control, provocando que el convertidor trabaje en la región de sobre modulación.

El principio de trabajo de este controlador se basa esencialmente en la modificación de las señales moduladoras del convertidor. Es por este motivo que no se ha podido implementar bajo el esquema de modulación SHE, debido a que este tipo de modulación es aplicada de manera “off line” al esquema del convertidor, sin utilizar directamente señales moduladoras que pudiesen ser modificadas de manera directa. Un trabajo a futuro consistiría en obtener una forma de modificar los índices de modulación de esta técnica, con el fin de lograr una modificación de estas ante señales externas del esquema de control.

## Capítulo 8. Conclusiones

---

### 8.1. Sumario

En el presente trabajo se ha realizado un estudio y análisis de las técnicas de modulación SPWM y SHE para un convertidor fuente de corriente multinivel, y posteriormente desarrollar una estrategia de control para la corriente total de enlace DC. Para cumplir con este propósito, se realizó un estudio de trabajos anteriores para desarrollar el modelo matemático del sistema, las simulaciones correspondientes para corroborar los resultados teóricos obtenidos para cada modulación y el desarrollo del esquema de control directo aplicado a las corrientes de enlace DC.

En primer lugar se realizó el proceso de revisión bibliográfica. Se estudiaron trabajos relacionados a los convertidores fuente de voltaje y fuente de corriente, pudiendo establecer las características y dualidades entre dichas topologías. Posteriormente se estudiaron trabajos basados en las técnicas de modulación SPWM y SHE, que fueron aplicados en la topología fuente de corriente. Luego, se estudiaron trabajos relacionados al desarrollo de controladores lineales del tipo PI para la obtención del diseño y control de la corriente DC. Finalmente se analizaron artículos y material sobre los distintos tipos de interruptores de potencia, que se incluyeron como anexos al trabajo realizado.

El paso siguiente fue la obtención de modelos matemáticos para el convertidor fuente de corriente de 1 nivel en ejes  $abc$ . Se establecieron las ecuaciones dinámicas que rigen el sistema en términos de las funciones de conmutación para una modulación SPWM. Luego se procedió a simplificar el diseño llevando al sistema a ejes sincrónicos  $dq$ . Con ello se obtuvo la simplificación necesaria para el diseño de los filtros de entrada y de enlace DC, mediante puntos de operación basados en valores definidos y arbitrarios. Con dichas especificaciones, se simuló el sistema para una modulación SPWM con criterios definidos en este trabajo.

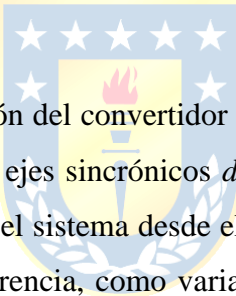
Luego se desarrolló la modelación para una topología multinivel del convertidor fuente de corriente de 2 niveles, basado en los resultados previamente obtenidos. Una vez más, se simuló el sistema donde se pudo comparar las diferencias obtenidas para una modulación SPWM en el plano de la reducción y eliminación de contenido armónico de las señales de corriente de línea.

El trabajo siguiente consistió en la implementación de la modulación SHE para un convertidor fuente de corriente de 2 niveles. Basado en trabajos anteriores de dicha modulación para

convertidores fuente de voltaje, se obtuvo el set de ángulos de conmutación en el programa MATLAB, bajo la acción de parámetros desarrollados en este trabajo que se añaden a los trabajos revisados en la primera parte. Para comprobar la validez de este punto, se simuló nuevamente el sistema para estudiar la eliminación de armónicos en las corrientes del convertidor.

Una vez estudiadas las técnicas de modulación SPWM y SHE, se procedió al diseño e implementación de un controlador PI para las corrientes de enlace DC de los módulos del convertidor fuente de corriente. Tomando las características del sistema en términos de las variables de estado, se obtuvo la sintonización de dos controladores PI para cada una de las corrientes de enlace, pudiendo obtener un control sobre las variaciones de la suma de ambas corrientes, correspondiente a la corriente total de enlace DC. Se procedió posteriormente a la simulación del sistema bajo dos tipos de alteraciones de tipo lineal, comprobando la validez del diseño.

## 8.2. Conclusiones

- 
- a) Se puede desarrollar la modelación del convertidor fuente de corriente, compuesto por uno y dos módulos tanto en ejes  $abc$  y ejes sincrónicos  $dq$ . Con un sistema balanceado, se logran obtener las ecuaciones que rigen el sistema desde el estado estacionario representando como entradas las funciones de transferencia, como variables de estado las corrientes de línea de entrada, los voltajes en la rama capacitiva del filtro de entrada y salida y las corrientes de enlace DC.
  - b) Desarrollando un sistema de ecuaciones dinámicas en ejes  $dq$ , es posible obtener un punto de operación basado en valores arbitrarios del convertidor fuente de corriente para diseñar los filtros de entrada y salida LC, agregando una resistencia de resonancia que permite reducir el “*damping*” pasivo de las señales de corriente de enlace DC.
  - c) Utilizando el modelo promedio de la modulación SPWM, es posible obtener la eliminación de armónicos en las corrientes de entrada de la etapa rectificadora e inversora de la topología multinivel de un convertidor fuente de corriente. Se logra comparar el número de armónicos no deseados que se eliminan a partir del número de módulos conectados en paralelo, utilizando los mismos parámetros de modulación SPWM.
  - d) Se puede obtener parámetros que permiten el desarrollo del set de ecuaciones para la modulación SHE de niveles pares, basado en trabajos anteriores. Estos parámetros limitan el

número de ecuaciones y ángulos de conmutación a un número definido de armónicos que se pueden eliminar.

- e) Para mantener un nivel deseado de la corriente de enlace DC del convertidor, es posible adaptar controladores PI que regulen la intensidad de corriente en cada uno de los módulos del convertidor. Al ser independientes entre sí, se puede ampliar o atenuar las corrientes de enlace para obtener una corriente continua definida para cada módulo, sin alterar el contenido armónico de las corrientes de línea de manera significativa.

### 8.3. Trabajo Futuro

Como trabajo futuro se debe extender el diseño de la topología del convertidor fuente de corriente a un número mayor de módulos, así como investigar qué componentes de los filtros LC son los adecuados para la implementación de la modulación SPWM.

También se debe trabajar en el desarrollo de la modulación SHE provista de los parámetros obtenidos en este trabajo en convertidores impares. Ello implica aumentar el número de ecuaciones e incógnitas del sistema implementado, debiendo adecuar mejores algoritmos para su resolución.

El diseño de los controladores PI para la adecuada manipulación de la corriente DC sólo se aplicó en la modulación SPWM. Se podría estudiar su implementación en técnicas de modulación que no requieran una modificación de las señales de entrada del sistema, tales como la modulación SHE.

Finalmente, sería adecuado comprobar experimentalmente estos resultados mediante la implementación de un prototipo experimental y utilizarlo como parte de un sistema de generación en base a energía solar.

## Bibliografía

- [1] “JiahGuo, Luhua Zhang, Fujing Deng, “Decoupled Control of the Active and Reactive Power in Three-phase PWM Converter Based on Inverse System Theory”, *Automation and Logistics IEEE International Conference on*, pp. 714-718, 2007.
- [2] Muhammad H. Rashid, “Power Electronics Handbook”, cap 12-14, *Academic Press*, 2001.
- [3] Marcelo A. Pérez Leiva, “Análisis, Diseño e Implementación de Convertidores Trifásicos Fuente de Corriente y Fuente de Voltaje”, *Tesis de Grado*, 2000, *Universidad de Concepción*.
- [4] Alvaro Arriagada E., “Identificación Off-Line y On-Line de los Parámetros del Filtro AC en Rectificadores Trifásicos PWM Fuente de Voltaje”, *Memoria de Título*, 2003, *Universidad de Concepción*.
- [5] Wu Lei, Wang Jiu-He, Tang Yi, Li Tao, “Passivity-Based Control of Three-Phase Voltage Source PWM Rectifier under Unbalanced Supply Voltage Amplitude”, *Computer Design and Applications (ICDDA), International Conference on*, vol. 3, pp. V3-357 – V3-360, 2010.
- [6] Claudio O. Ramirez, José R. Espinoza, Johan I. Guzmán, José R. Rodríguez, Géza Joós “Hybrid Control of Three-Phase Current Source Rectifiers”, *Power Electronics Specialists Conference, 2008, PESC 2008, IEEE*, pp. 4503-4508, 2008.
- [7] Pedro E. Melín, José R. Espinoza, Navid R. Zargari, Miguel A. Sanchez, Johan I. Guzmán, “Modeling Issues in Three-Phase Current Source Rectifiers that use Damping Resistors”, *Industrial Electronics, IEEE International Symposium on*, vol. 2, pp. 1247-1252, 2006.
- [8] Pedro E. Melin, “Modelación y Control de un Sistema de Transmisión DC de Potencia basado en Convertidores Fuente de Corriente”, *Memoria de Título*, 2006, *Universidad de Concepción*.
- [9] Navid R. Zargari, Geza Joós, Phoivos D. Ziogas, “Input Filter Desing for PWM Current-Source Rectifiers”, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC Conference Proceedings 1993*, pp. 824-830, 1993.
- [10] José R. Espinoza, Géza Joós, Marcelo Pérez, Luis A. Morán T., “Operating Region in Active-Front-End Voltage/Current Source Rectifiers”, *Industrial Electronics, ISIE 2000, Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on*, vol. 2, pp.459-464, 2000.
- [11] Francisco M. Gonzalez Longatt, “Modulación de Ancho de Pulso, Una Introducción”, 2004.
- [12] Pedro E. Melín, “Estudio de Topologías Unified Power Quality Conditioner (UPQC)



- Basadas en Convertidores Fuente de Corriente”, *Tesis de Grado, Universidad de Concepción, 2010.*
- [13] Hasmukh S. Patel, Richard G. Hoft, “Generalized Technique of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part 1-Harmonic Elimination”, *Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. IA-9, Issue 3 ,pp.310-317, 1973.*
- [14] Hasmukh S. Patel, Richard G. Hoft, “Generalized Technique of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part 2-Voltage Control Techniques”, *Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. IA-10, Issue 5 ,pp.666-673, 1974.*
- [15] A. Muthuramalingam, M. Balaji, S. Himavathi, “Selective Harmonic Elimination Modulation Method for Multilevel Inverters”, *Power Electronics IICPE India International Conference On, pp. 40-45, 2006.*
- [16] José R. Espinoza, Géza Joós, Johan Guzmán, Luis Morán, Rolando P. Burgos, “Selective Harmonic Elimination and Current/Voltage Control in Current/Voltage Source Topologies: A Unified Approach”, *Industrial Electronics Society, IECON 1999 Proceedings, The 25th Annual Conference of the IEEE, vol. 1, pp. 318-322, 1999.*
- [17] Johan I. Guzmán, José R. Espinoza, Navid R. Zargari, Luis A. Morán, “Selective Harmonic Elimination in Multi-Modules Three-Phase Current-Source Converters”, *Industrial Electronics, IEEE International Symposium on, vol. 2, pp. 1241-1246, 2006.*
- [18] Gonzalo A. Guíñez, Johan I. Guzmán, José R. Espinoza, Carlos R. Baier, Pedro E. Melín, “Improvements in Harmonic Mitigation for Multilevel AC-Drives for High Power Applications”.
- [19] José R. Espinoza, Luis A. Morán, Johan I. Guzmán, “Multi-Level Three-Phase Current Source Inverter based AC Drive for High Performance Applications”, *Power Electronics Specialists Conference, PESC '05, IEEE 36th, pp. 2553-2559, 2005.*

## Anexo A. Convertidor Fuente de Voltaje

El convertidor fuente de voltaje (Voltage Source Converter, VSC) permite controlar la amplitud, fase y frecuencia de las señales de voltaje entregadas a la carga. Presenta una etapa rectificadora y una inversora, conectadas mediante una línea de transmisión de voltaje DC capacitiva. Está compuesto de 6 dispositivos de conmutación forzada los cuales permiten la dirección de corriente en ambos sentidos, permitiendo controlar el flujo de potencia desde el lado AC como del DC.

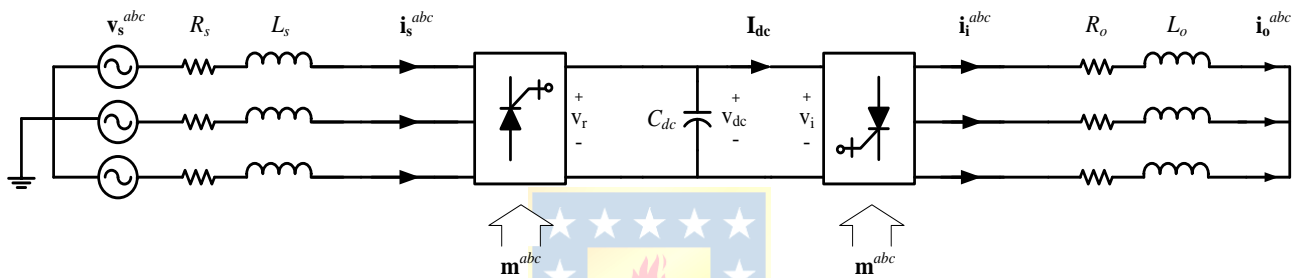


Figura A.1 Convertidor Fuente de Voltaje

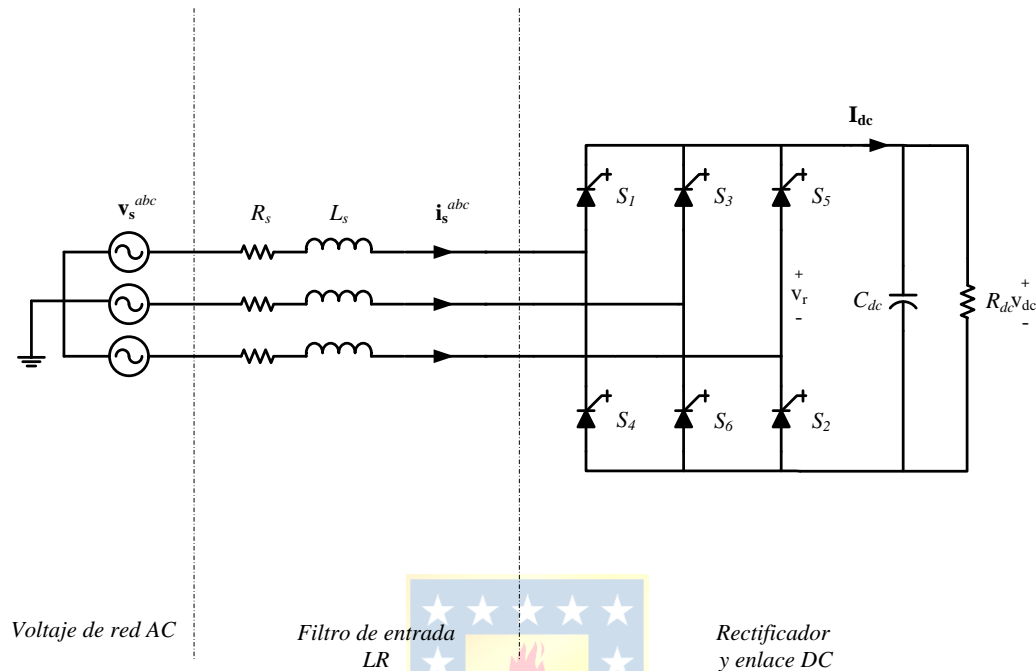
El convertidor VSC presenta seis interruptores de potencia, los cuales poseen dos estados de conducción, ON y OFF de acuerdo a las señales de modulación entregadas de forma externa. En cada pierna, tanto para la etapa rectificadora como inversora, se encuentran dos interruptores conectados entre sí, por lo que pueden existir 64 estados posibles de conducción.

Para realizar el análisis de estados, se deben tomar en cuenta dos restricciones:

- No se puede generar un circuito abierto en el lado AC del convertidor.
- No se puede generar un corto circuito hacia el lado DC del convertidor.

En el modo rectificador (Voltage Source Rectifier, VSR), el convertidor trabaja por medio de una función de conmutación relacionando los voltajes trifásicos de entrada alterna y el voltaje de salida continuo. En el lado AC presenta un filtro inductivo de primer orden con el objeto de reducir el contenido armónico presente en las corrientes de línea producidas por tensiones pulsantes reflejadas hacia el lado alterno. El lado DC presenta un filtro capacitivo de primer orden, establecido

para reducir el ripple de tensión continua con el fin de otorgar un nivel continuo de voltaje. Se agrega en paralelo una resistencia con el fin de establecer un voltaje fijo a la etapa rectificadora.



**Figura A.1.2 Rectificador Fuente de Voltaje**

Para establecer el modelo matemático del VSR, se establece un vector de estados  $\mathbf{m}^{abc}$  que relaciona los estados de los interruptores.

$$\mathbf{m}^{abc}(t) = [m^a(t) \quad m^b(t) \quad m^c(t)] \quad (\text{A.1})$$

El vector presenta como elementos a las funciones de conmutación definidas por los estados de cada interruptor del rectificador. Los índices a, b y c corresponden a cada una de las líneas de conducción del rectificador. Por lo tanto,  $m^a$  toma los valores de los dispositivos 1 y 4,  $m^b$  de los dispositivos 3 y 6, mientras que  $m^c$  los de los dispositivos 5 y 2.

Para establecer las ecuaciones de estado en el lado AC, se toman las caídas de tensión de línea de cada fase y un punto neutro en común, n. Aplicando la Ley de Voltaje de Kirchoff se obtiene la siguiente ecuación:

$$\mathbf{v}_m^{abc} = \mathbf{V}_s^{abc} - R_r \mathbf{i}_r^{abc} - L_s \frac{d\mathbf{i}_r^{abc}}{dt} \quad (\text{A.2})$$

La relación entre el voltaje del lado alterno del rectificador con el voltaje del lado continuo, está relacionada de la siguiente manera:

$$\mathbf{v}_r^{abc} = \mathbf{m}^{abc} v_{dc} \quad (\text{A.3})$$

La relación entre la corriente y voltaje del lado continuo es la siguiente:

$$i_{dc} = C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{v_{dc}}{R_{dc}} \quad (\text{A.4})$$

Estableciendo que el sistema se encuentra balanceado, se establece que la suma de los voltajes de fase entre de los puntos a, b, c del rectificador y el punto en común n es cero.

$$v_m^a + v_m^b + v_m^c = 0 \quad (\text{A.5})$$



Las caídas de tensión entre cada una de las fases quedan establecidas por las siguientes ecuaciones:

$$v_r^{ab} = v_m^a - v_m^b \quad (\text{A.6})$$

$$v_r^{bc} = v_m^b - v_m^c \quad (\text{A.7})$$

$$v_r^{ca} = v_m^c - v_m^a \quad (\text{A.8})$$

Para obtener un modelo vectorial del lado AC a partir de las ecuaciones anteriores, se desarrolla una expresión relacionando los voltajes de línea con los voltajes de fase:

$$\mathbf{v}_r^{abc} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_m^a \\ v_m^b \\ v_m^c \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

El vector  $v_r^{abc}$  queda definido como:

$$\mathbf{v}_r^{abc} = \begin{bmatrix} v_r^{ab} & v_r^{bc} & v_r^{ca} \end{bmatrix}^T \quad (\text{A.10})$$

Para calcular el valor de los voltajes de fase del rectificador, se debe realizar un nuevo arreglo matricial, pues la matriz de la expresión (A.9) es singular. Por ello se utiliza la característica vista en la expresión (A.5):

$$\begin{bmatrix} v_r^{ab} \\ v_r^{bc} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_m^a \\ v_m^b \\ v_m^c \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

Utilizando el cálculo matricial:

$$A = x \cdot b$$

$$b = x^{-1} \cdot A$$

Se puede obtener una expresión para los voltajes de fase:



$$\begin{bmatrix} v_m^a \\ v_m^b \\ v_m^c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r^{ab} \\ v_r^{bc} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

Usando la ecuación (A.3), que relaciona los voltajes de línea del lado AC con el voltaje continuo de la etapa DC, se obtiene la expresión vectorial:

$$\begin{bmatrix} v_r^{ab} \\ v_r^{bc} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m^a & m^b & m^c \end{bmatrix}^T v_{dc} \quad (\text{A.13})$$

Reemplazando la expresión (A.13) en (A.12) se obtiene:

$$\begin{bmatrix} v_m^a \\ v_m^b \\ v_m^c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m^a & m^b & m^c \end{bmatrix}^T v_{dc} \quad (\text{A.14})$$

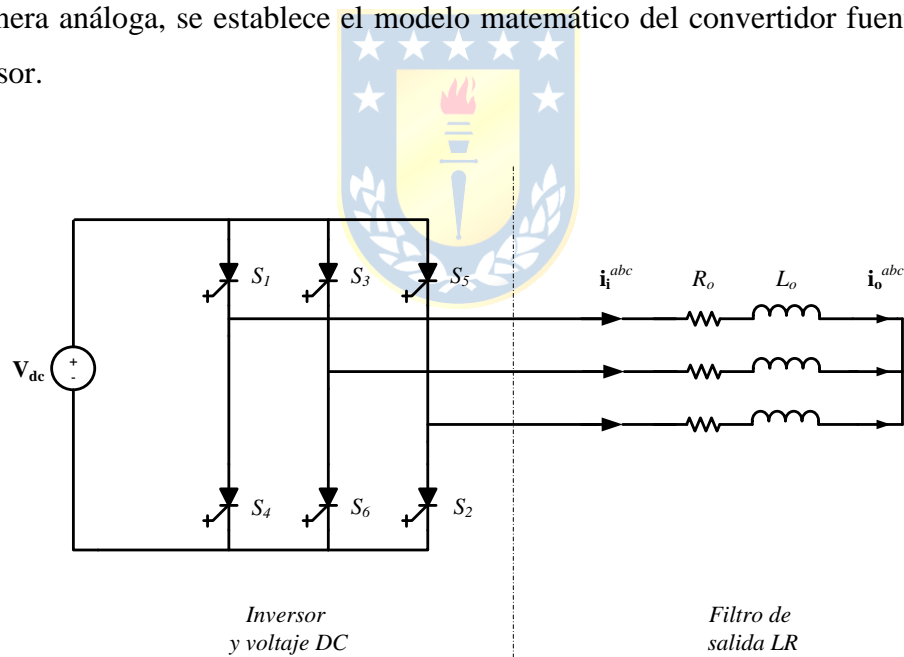
Finalmente, reemplazando (A.16) en (A.2), se obtienen las ecuaciones dinámicas del lado AC del rectificador:

$$\mathbf{L}(\mathbf{m}^{abc})^T v_{dc} = \mathbf{V}_s^{abc} - \mathbf{R}_s \mathbf{i}_r^{abc} - L_s \frac{d\mathbf{i}_r^{abc}}{dt} \quad (\text{A.15})$$

Con:

$$\mathbf{L} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$$

De manera análoga, se establece el modelo matemático del convertidor fuente de voltaje en su modo inversor.



**Figura A.1.3 Inversor Fuente de Voltaje**

De manera análoga al VSR, para desarrollar el modelo del inversor fuente de voltaje, VSI, se define un punto en común  $n$  y otro en relación a los voltajes de línea del lado AC.

Considerando nuevamente un sistema balanceado, se establece la siguiente relación

$$v_n^a + v_n^b + v_n^c = 0 \quad (\text{A.16})$$

Los voltajes de línea en el lado AC del inversor se definen como:

$$v_i^{ab} = v_m^a - v_m^b \quad (\text{A.17})$$

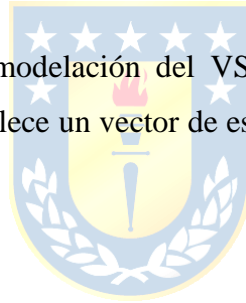
$$v_i^{bc} = v_m^b - v_m^c \quad (\text{A.18})$$

$$v_i^{ca} = v_m^c - v_m^a \quad (\text{A.19})$$

Las expresiones anteriores se pueden escribir en función de vectores como se muestra a continuación:

$$\mathbf{v}_i^{abc} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_n^a \\ v_n^b \\ v_n^c \end{bmatrix} \quad (\text{A.20})$$

Tal como se desarrolló en la modelación del VSR, para obtener las expresiones de los voltajes de línea en el lado AC, se establece un vector de estados con el balance de voltajes de carga asumidos en la expresión (A.16).



$$\begin{bmatrix} v_i^{ab} \\ v_i^{bc} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_n^a \\ v_n^b \\ v_n^c \end{bmatrix} \quad (\text{A.21})$$

Luego, dejando la expresión anterior en función de los voltajes de fase se obtiene:

$$\begin{bmatrix} v_n^a \\ v_n^b \\ v_n^c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_i^{ab} \\ v_i^{bc} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.22})$$

La relación entre el voltaje de línea y el voltaje en el lado AC es:

$$\mathbf{v}_i^{abc} = \mathbf{m}^{abc} v_{dc} \quad (\text{A.23})$$

Reemplazando la expresión (A.23) en (A.22) se obtiene:

$$\begin{bmatrix} v_n^a \\ v_n^b \\ v_n^c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m^a \\ m^b \\ m^c \end{bmatrix} v_{dc} \quad (\text{A.24})$$

De esta forma, aplicando LVK para el lado AC se obtienen las ecuaciones que entregan el modelo matemático del inversor:

$$\mathbf{v}_n^{abc} = R_o \mathbf{i}_o^{abc} + L_o \frac{d\mathbf{i}_o^{abc}}{dt} \quad (\text{A.25})$$

Reemplazando la expresión (A.24) en (A.25) se obtiene:

$$\mathbf{L}(\mathbf{m}^{abc})^T v_{dc} = R_o \mathbf{i}_o^{abc} + L_o \frac{d\mathbf{i}_o^{abc}}{dt} \quad (\text{A.26})$$

De esta forma, se obtienen las ecuaciones no lineales que modelan el convertidor fuente de voltaje, dejando como variables de estado las corrientes de línea en ambos lados AC y el voltaje continuo como variables en el tiempo.



## Anexo B. Dispositivos de Conmutación

En este anexo se realizará un breve repaso a los principales dispositivos de conmutación existentes. Sólo se estudiarán los aspectos más relevantes en materia de interruptores de potencia GTO, IGBT y MOSFET.

### B.1. GTO

El tiristor GTO (Gate Turn – Off Switch) permite la posibilidad de controlar su estado desde la conducción al bloqueo a través de un impulso aplicado a su terminal puerta (Gate). De esta forma, se puede tener una mayor eficacia en convertidores de conmutación forzada.

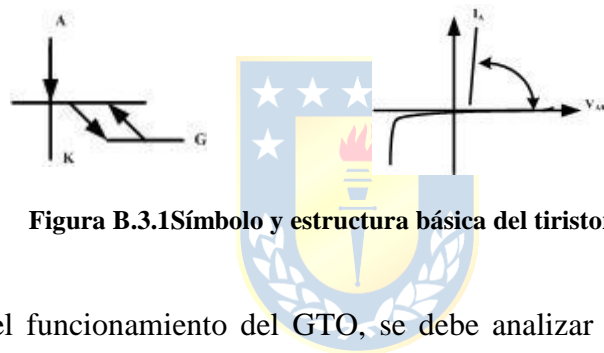


Figura B.3.1 Símbolo y estructura básica del tiristor GTO.

Para analizar el funcionamiento del GTO, se debe analizar el circuito equivalente de una configuración PNP –NPN acoplados como se muestra en la figura B.3.2.

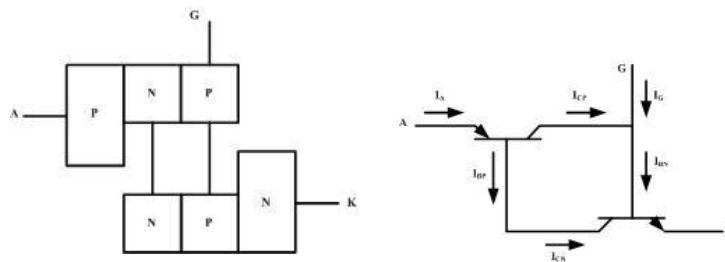


Figura B.3.2 Estructura de tiristor acoplado en dos transistores y su circuito equivalente.

En esta estructura, se dice que se está en un estado estable si la corriente de entrada del ánodo  $I_A$  y la corriente de puerta  $I_G$  son nulas. De esta forma, no existiría corriente alguna circulando por el tiristor.

Cuando circula una corriente por la base del transistor NPN,  $I_{BN}$ , se activan ambos transistores, por lo que la corriente de colector del NPN,  $I_{CN}$ , también aumenta. Por la estructura descrita en la figura B.3.2 se produce un aumento en la corriente de base del transistor PNP  $I_{BP}$ , provocando a su vez un aumento de corriente en el colector del transistor PNP  $I_{CP}$ .

De esta forma, un aumento en  $I_{BN}$  se reduce en una realimentación positiva de su propia intensidad de corriente. Con estas condiciones, se procede a realizar un análisis con las aproximaciones numéricas de cada una de las corrientes.

Asumiendo que el GTO se encuentra en un estado de conducción, se establece que la corriente de base del transistor NPN se define como:

$$I_{BN} = I_{CP} + I_G \quad (\text{B.1})$$

Realizando una aproximación de acuerdo al valor de la corriente de colector del PNP, la ecuación B.3.1 queda establecida como:

$$I_{BN} \cong \alpha_P I_A + I_G \quad (\text{B.2})$$

La corriente de colector del transistor NPN es igual a la corriente de base del transistor PNP. Luego, usando la ecuación B.3.2, se puede calcular la aproximación de la corriente  $I_{CN}$ :

$$I_{CN} = I_{BP} \quad (\text{B.3})$$

$$I_{CN} = I_A - I_{CP} \quad (\text{B.4})$$

$$I_{CN} = I_A - (I_{BN} - I_G) \quad (\text{B.5})$$

$$I_{CN} \cong I_A - (\alpha_P I_A + I_G) + I_G \quad (\text{B.6})$$

$$I_{CN} \cong (1 - \alpha_P) I_A \quad (\text{B.7})$$

Para lograr que el GTO pase del estado de conducción a la de bloqueo, se debe forzar que el transistor NPN abandone su estado de conducción, abandonando la región de saturación. Esto se logra cumpliendo con la relación:

$$I_{BN} < \frac{I_{CN}}{\beta_N} \quad (\text{B.8})$$

Reescribiendo la ecuación (B.5) con las ecuaciones (B.2) y (B.4), resulta:

$$I_G < I_A \frac{(-\alpha_p(1 + \beta_N) - 1)}{\beta_N} = -\frac{I_A}{\beta_{off}} \quad (\text{B.9})$$

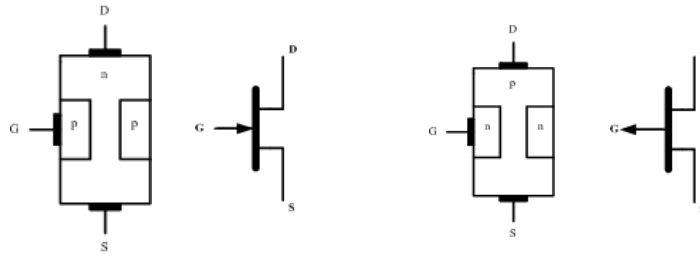
La ecuación (B.6) establece que para forzar al GTO a pasar al estado de bloqueo, debe aplicarse en su puerta una corriente negativa proporcional a la corriente del ánodo  $I_A$ .  $\beta_{off}$  se denomina Ganancia de corriente de corte y para que  $I_G$  sea relativamente pequeña, el diseño del GTO debe cumplir con la condición de que  $\beta_{off}$  sea grande y  $\alpha_p$  pequeña.

## B.2. FET

Los transistores de efecto de campo FET (Field Electric Transistor) son dispositivos de estado sólido que utilizan un voltaje externo con gran impedancia de entrada como fuente de control. Son de naturaleza unipolar, es decir, dependen únicamente de la conducción de electrones ó de huecos como portadores mayoritarios. Los FET pueden ser de dos tipos: transistores de efecto de campo de unión (JFET) ó transistores de efecto de campo metal-óxido semiconductor (MOSFET). A continuación se desarrollarán resumidamente las características de ambos.

### B.2.1 JFET

Los JFET se pueden clasificar de acuerdo al tipo de material del que está compuesto la mayor parte de su estructura: de canal n ó canal p. Poseen tres terminales los cuales son el drenador (Drain), puerta (Gate) y fuente (Source). El JFET de canal n (NJFET) se compone de un material semiconductor de tipo n, con dos regiones de material p instalados en cada uno de sus extremos. Para que se polarice, las uniones p-n deben estar inversamente polarizadas. Esto se logra si la tensión del drenador es mayor a la que la fuente externa, logrando un flujo de corriente a través del canal. Además, la tensión en la puerta debe ser más negativa que la de la fuente.



**Fig.B.2.1 Estructura y símbolo de JFET de canal n y canal p.**

Los NJFET presentan cuatro regiones de operación, las cuales son:

a) Región de corte.

Aquí la corriente entre el drenador y la fuente  $I_d$  es nula. El voltaje entre la puerta y la fuente  $V_{GS}$  es negativo, provocando que las zonas de inversión bloqueen el canal logrando suprimir la corriente  $I_d$ . Se denomina a este voltaje como “tensión de estrangulamiento”  $V_{GS(off)} = V_P$ .

b) Región lineal.

En esta región, el JFET trabaja como una resistencia no lineal variable  $r_{DS}$  controlada por voltaje. Las relaciones que definen esta región son las siguientes:

$$r_{DS} = \frac{1}{I_D} \left( V_{DS} - \frac{2}{3} \left( \left( \frac{V_{DS} - V_{GS}}{|V_P|^{1/2}} \right)^{3/2} \right) - \frac{V_{GS}^{3/2}}{|V_P|^{1/2}} \right) \quad (\text{B.10})$$

$$V_{GS} > V_P \quad (\text{B.11})$$

$$V_{GS} - V_P \approx V_{DS} \quad (\text{B.12})$$

c) Región de saturación.

El JFET se comporta como una fuente de corriente controlada por el voltaje  $V_{GS}$ . La corriente  $I_D$  es independiente del voltaje entre el drenador y la fuente  $V_{DS}$ . En esta región, las relaciones que se definen son las siguientes:

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \quad (\text{B.13})$$

$$V_{GS} > V_P \quad (\text{B.14})$$

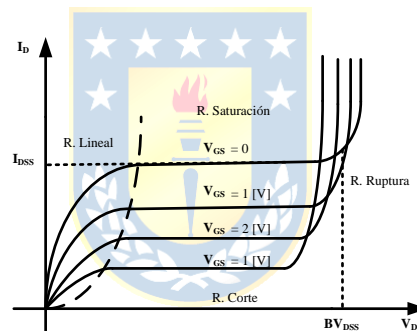
$$V_{DS} \geq V_{GS} - V_P \quad (\text{B.15})$$

La corriente  $I_{DSS}$  se define como “corriente de saturación”, que corresponde al valor de la corriente  $I_D$  cuando el voltaje entre la puerta y la fuente es nulo.

#### d) Región de ruptura

El JFET entra esta región si se produce una ruptura por avalancha a través de debido a una alta tensión en sus terminales drenador y fuente con la puerta cortocircuitada con la fuente. Esta tensión se designa  $BV_{DSS}$  y oscila entre los 20[V] y 50[V].

Para el caso de un JFET de canal p (PJFET), las regiones y expresiones anteriores se asumen como válidas, tomando en consideración la polaridad inversa de los voltajes y corrientes definidas anteriormente.



**Figura B.2.3** Curvas características del transistor JFET.

## B.2.2 MOSFET

Los transistores MOSFET (Metal Oxido Semiconductor) desarrollan un canal de conducción mediante un campo eléctrico entre sus terminales. De manera similar al JFET, poseen tres terminales: Drenador, Fuente y Puerta además de un substrato dieléctrico conectado a la fuente. Al aplicar un voltaje positivo en la puerta se produce un campo de conducción entre el drenador y la fuente a través de la superficie de substrato, debido a la inducción de cargas negativas. Esta tensión se denomina “tensión umbral”  $V_T$  cuyos valores oscilan entre los 0.5 [v] y 3 [V].

De manera similar a los JFET, los MOSFET se agrupan de acuerdo a su composición en MOSFET de canal n (NMOS) y en MOSFET de canal p (PMOS), que pueden a su vez agruparse en MOSFET de enriquecimiento y decrecimiento.



Figura B.2.3 Símbolo de MOSFET de canal n y canal p.

Los MOSFET presentan cuatro regiones de operación, similares a los JFET las cuales son las siguientes:

a) Región de corte:

En esta región no existe conducción eléctrica, por lo que se establece que la corriente por el drenador es 0. Las expresiones que definen esta región son:

$$V_T > V_{GS} \quad (B.16)$$

$$I_D = 0 \quad (B.17)$$

b) Región lineal:

En esta región, el MOSFET presenta características resistivas no lineales controladas por un voltaje externo. La corriente por el drenador y los voltajes entre la puerta y fuente, así como entre el drenador y la fuente se establecen de la siguiente manera:

$$I_D = k \frac{w}{l} \left( (V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right) \quad (B.18)$$

$$0 < V_{DS} < V_{GS} - V_T \quad (B.19)$$

$$V_{GS} > V_T \quad (B.20)$$

En la expresión (B.18),  $k$  corresponde a la constante propia de MOSFET, mientras que  $w$  y  $l$  corresponden al ancho y longitud de la puerta respectivamente.

c) Región de saturación:

En esta región, el MOSFET actúa como una fuente de corriente controlada por el voltaje entre la puerta y la fuente. Las expresiones que definen esta región son las siguientes:

$$I_D = k \frac{W}{L} \left( (V_{GS} - V_T)^2 \right) \quad (\text{B.21})$$

$$0 < V_{GS} - V_T < V_{DS} \quad (\text{B.22})$$

$$V_{GS} > V_T \quad (\text{B.23})$$

d) Región de ruptura:

De manera similar que los JFET, los transistores MOSFET presentan ruptura por avalancha si el voltaje entre el drenador y fuente es elevado, pudiendo provocar daños en su estructura.

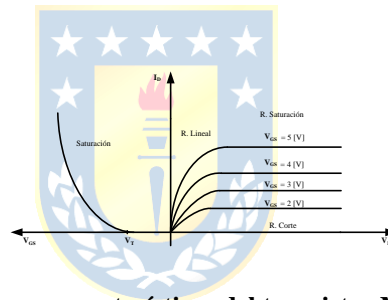
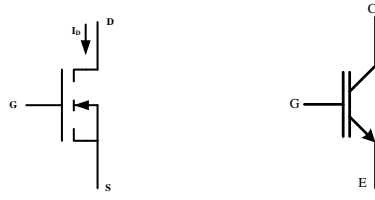


Figura B.2.4 Curvas características del transistor MOSFET.

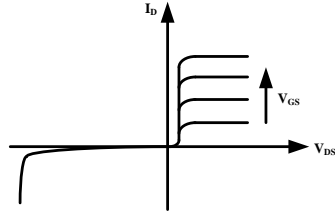
### B.3. IGBT

El transistor IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) es una conexión integrada de un MOSFET y un dispositivo BJT. Presenta una alta resistencia de puerta y requiere de una pequeña cantidad de energía para entrar en estado de conducción. Posee como ventajas el ser totalmente controlado por voltaje de puerta y una gran rapidez de conmutación. Puede permanecer en estado de corte si se le aplican tensiones negativas, además de poder controlar el voltaje de puerta y bloquear el voltaje entre el colector y el emisor.

Sus características de excitación corresponden a las del transistor MOSFET, mientras que en proceso de conducción sus características son las de un BJT.



**Figura B.2.5 Símbolos del transistor IGBT**



**Figura B.2.6 Curvas características del transistor IGBT.**





## Anexo C. Transformación de ejes abc a ejes dq0

Para realizar la transformación de ejes sinusoidales  $abc$  a ejes sincrónicos  $dq0$ , se procede a utilizar matrices de transformación que permiten obtener variables continuas a partir de variables sinusoidales. Con esto se busca simplificar el análisis matemático de los sistemas que se estudian.

En un primer término se utiliza la Transformada de Clarke para representar vectores cuyas componentes se encuentran en ejes trifásicos  $abc$  a ejes estáticos  $\alpha\beta 0$ .

$$\mathbf{T}_{abc-\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{C.1})$$

Se utiliza la Transformada de Park para poder transformar los componentes a ejes sincrónicos  $dq0$  a partir de los ejes estáticos  $\alpha\beta 0$ .

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0-dq0} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & -\cos(\omega t) & 0 \\ \cos(\omega t) & \sin(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{C.2})$$

Al realizar la multiplicación de las matrices de transformación definidas en las expresiones anteriores, se obtiene la matriz de transformación desde ejes sinusoidales  $abc$  a ejes sincrónicos  $dq0$ :

$$\mathbf{T}_{abc-dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - 120^\circ) & \sin(\omega t - 240^\circ) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 120^\circ) & \cos(\omega t - 240^\circ) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{C.3})$$

De esta forma, la expresión de la transformación directa para un vector en ejes  $abc$  a ejes  $dq0$  es:

$$\mathbf{X}^{dq0} = \mathbf{T}_{abc-dq0} \cdot \mathbf{X}^{abc} \quad (\text{C.4})$$

