



**DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN**

**“Análisis y Control del Convertidor Multinivel y  
Generador Síncrono de Imanes Permanentes  
en un Sistema Eólico”**

POR

**Ing. Luis Antonio Cruz Almaraz**

**TESIS**

**PRESENTADA COMO REQUISITO PARCIAL PARA OBTENER EL  
GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

**DIRECTOR DE TESIS**

**Dr. Marco Antonio Arjona López**

**CODIRECTOR DE TESIS**

**Dr. Rodrigo Loera Palomo**

**ISSN: 0188-9060**



**RIITEC: (15)-TMCIE-2016**

Torreón, Coahuila, Mexico  
Diciembre 2016



Torreón, Coah., **14/Diciembre/2016**  
Dependencia: DEPI/CPCIE  
Oficio: DEPI/CPCIE/212/2016  
Asunto: Autorización de impresión  
de tesis.

**C. Luis Antonio Cruz Almaraz**  
**CANDIDATO AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA.**  
**PRESENTE**

Después de haber sometido a revisión su trabajo de tesis titulado:

**"Análisis y Control del Convertidor Multinivel y Generador Síncrono de Imanes  
Permanentes en un Sistema Eólico"**

Habiendo cumplido con todas las indicaciones que el juraco revisor de tesis hizo, se le comunica que se le concede la autorización con número de registro **RIITEC: (15)-TMCIE-2016**, para que proceda a la impresión del mismo.

**ATENTAMENTE**  
EDUCACIÓN TECNOLÓGICA FUENTE DE INNOVACION

**M.I.I. ARMANDO LONGORIA DE LA TORRE**  
Jefe de la División de Estudios de Posgrado e Investigación  
del Instituto Tecnológico de la Laguna



SECRETARÍA DE  
EDUCACIÓN PÚBLICA  
INSTITUTO TECNOLÓGICO  
NACIONAL DE  
LA LAGUNA  
División de Estudios de Posgrado e  
Investigación

ALT/RHSR




 Torreón, Coah. **14/Diciembre/2016**

**M.I. ARMANDO LONGORIA DE LA TORRE**  
**JEFE DE LA DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN**

Por medio de la presente, hacemos de su conocimiento que después de haber sometido a revisión el trabajo de tesis titulado:

**"Análisis y Control del Convertidor Multinivel y Generador Síncrono de Imanes  
 Permanentes en un Sistema Eólico"**

Desarrollado por el **C. Luis Antonio Cruz Almaraz**, con número de control **M1413037** y habiendo cumplido con todas las correcciones que se le indicaron, estamos de acuerdo que se le conceda la autorización de la fecha de examen de grado para que proceda a la impresión de la misma.

**ATENTAMENTE**

EDUCACIÓN TECNOLÓGICA FUENTE DE INNOVACIÓN

**Dr. Marco A. Arjona López**  
 Asesor/Director de Tesis

**Dr. Rodrigo Loera Palomo**  
 Coasesor/Codirector de Tesis

**Dr. Francisco S. Sellschopp Sánchez**  
 Comité Tutorial

**M.C. Ricardo Vargas Salas**  
 Comité Tutorial



Dedicado a mis padres, por su comprensión, corajes, amor y ayuda  
en todos los momentos de mi vida,  
y que me ha enseñado todo lo que soy como persona.  
Juana Almaraz Díaz y Manuel Cruz Martínez.

# Agradecimientos

Agradezco al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por la beca otorgada para la realización de este trabajo de tesis.

Al Instituto Tecnológico de la Laguna por brindarme la posibilidad de seguir mi formación académica.

También se contó con el apoyo del Centro Mexicano de Innovación en Energía Eólica, del Fondo de Sustentabilidad Energética de la Secretaría de Energía, del Instituto de Investigaciones Eléctricas y del Instituto Tecnológico de la Laguna el cual está en el proyecto P10 del CEMIE-Eólico. Adquisición del software de paquetería de PSIM, MATLAB, Ansys.

A mis asesores Dr. Marco Antonio Arjona López y Dr. Rodrigo Loera Palomo, por su valiosa ayuda en la elaboración de este trabajo de tesis ya que sin sus innumerables sugerencias y apoyo no hubiera sido posible.

A mis profesores que me ayudaron principalmente a mi formación académica.

A mi familia por todo el apoyo incondicional durante mi estancia en esta institución. A mis padres Manuel y Juana, a mis hermanos Isabel, Ernesto y Mayela, a mi cuñada Vanessa, a mis sobrinos Isaac y Emily, a mi abuelo Antonio, a mis tíos y primos.

A mis amigos por su apoyo, confianza y risas compartidas, Favela, Jesús, Manolo, Edgar, Morones, Fernando, Geshel, Karla, Daniel, Manuel, Raúl, Lu y Jaso. A mis compañeros y amigos del laboratorio de electrónica Paulino, Beto, Zapata, Irving, John e Iván.

# Índice general

Resumen .....	viii
Abstract .....	ix
Capítulo 1 .....	1
Introducción .....	1
1.1. Introducción.....	1
1.2 Objetivo.....	2
1.3 Justificación.....	2
1.4 Contenido de la tesis.....	2
Capítulo 2 .....	4
Estructuras de topologías de convertidores multinivel.....	4
2.1. Introducción.....	4
2.2 Topologías básicas de un convertidor multinivel.....	6
2.2.1 Convertidor multinivel de diodos de enclavamiento (DCC).....	7
2.2.2 Convertidor multinivel de capacitores flotantes (FCC).....	10
2.2.3 Convertidor multinivel en cascada (CFBC).....	13
2.3 Topologías propuestas de convertidores multinivel en cascada.....	24
2.3.1 Topología tipo T.....	24
2.3.2 Topología tipo RV.....	27
Capítulo 3 .....	30
Generador síncrono de imanes permanentes .....	30
3.1. Introducción.....	30
3.2 Clasificación del PMSG.....	31
3.2.1 PMSG de imanes montados en la superficie.....	32
3.2.2 PMSG de imanes interiores.....	32
3.3 Modelo dinámico del PMSG trifásico.....	32
3.3.1 Ecuaciones de voltaje y par en marcos de referencia $abc$ .....	33
3.3.2 Ecuaciones de voltaje y par en marcos de referencia $dq0$ .....	38
3.4 Máquinas síncronas polifásicas.....	45
3.4.1 PMSC de 6 fases simétrica.....	46
3.4.2 PMSG de 6 fases asimétrica.....	47

3.4.3 Modelo dinámico del PMSG de 6 fases asimétrica con desfaseamiento $0^\circ$ .	49
3.4.4 Comparación de un PMSG trifásico con un PMSG de 6 fases asimétrico con desfaseamiento $0^\circ$ .	53
Capítulo 4	56
Análisis y modelado del convertidor multinivel en cascada	56
4.1. Introducción	56
4.2 Propuesta del convertidor RV asimétrico con fuentes de alimentación de 1-1-2 VDC.	57
4.3 Modelo equivalente de los convertidores conmutados.	60
4.3.1 Modelo equivalente de un convertidor de 2 niveles.	61
4.3.2 Modelo equivalente de un convertidor de 3 niveles.	67
4.4 Simulación de un modelo equivalente de 2 convertidores Back to Back de 2 niveles.	71
Capítulo 5	74
Modulación y control del convertidor	74
5.1. Introducción	74
5.2 Esquemas de modulación para convertidores multinivel.	74
5.2.1 Modulación de baja frecuencia.	75
5.2.2 Modulación de alta frecuencia.	78
5.3 Configuración del sistema.	85
5.4 Controladores para los generadores síncronos de imanes permanentes.	86
5.4.1 Control de flujo orientado.	88
5.5 Controladores de generación de potencia reactiva del inversor conectado a la red (GSC).	97
5.5.1 Control de voltaje orientado (VOC).	98
Capítulo 6	101
Simulación del convertidor multinivel	101
6.1. Introducción	101
6.2. Caso de estudio 1. Simulación del convertidor de 3 niveles.	102
6.3. Caso de estudio 2. Simulación del convertidor multinivel propuesto tipo RV.	106
6.3. Caso de estudio 3. Simulación del convertidor multinivel propuesto tipo RV, con aumento de fuente de alimentación trifásica.	109
Capítulo 7	113
Conclusiones	113

Trabajo Futuro.....	115
Apéndice A .....	116
Parámetros de PMSG.....	116
Apéndice B .....	118
Parámetros del convertidor de 2 niveles.....	118
Referencias .....	119

# Índice de figuras

2.1. Arreglo de interruptores en serie para un inversor trifásico.	5
2.2. Esquema general y forma de onda de salida de un polo de convertidor multinivel.	6
2.3. Convertidor DCC trifásico de 7 niveles de voltaje compuesto.	7
2.4. Rama de un convertidor DCC trifásico de 4 niveles.	8
2.5. Convertidor FCC trifásico de 7 niveles de voltaje compuesto.	10
2.6. Rama de un convertidor FCC trifásico de 4 niveles.	12
2.7. Convertidor CFBC trifásico de 7 niveles.	14
2.8. Convertidor CFBCS monofásico de 5 niveles.	15
2.9. Convertidor CFBCA monofásico de potencia 2.	18
2.10. Convertidor CFBCA monofásico de potencia 3.	21
2.11. Convertidor multinivel tipo T monofásico de 7 niveles.	25
2.12. Configuraciones de interruptores bidireccionales.	25
2.13. Estados de conmutación del convertidor tipo T.	27
2.14. Convertidor multinivel tipo RV monofásico de 7 niveles.	28
2.15. Estados de conmutación del convertidor tipo RV.	29
3.1. Configuraciones básicas del PMSG.	31
3.2. Representación del PMSG trifásico.	33
3.3. Circuito eléctrico del PMSG en marcos de referencia síncrono.	41
3.4. Circuito eléctrico simplificado del PMSG en marcos de referencia síncrono.	43
3.5. Diagrama general del PMSG.	45
3.6. Representación del PMSG de 6 fases.	46
3.7. Diagrama esquemático del PMSG de 6 fases simétrico.	47
3.8. Diagrama esquemático del PMSG de 6 fases asimétrico con desplazamiento de 0°.	48
3.9. Diagrama esquemático del PMSG de 6 fases asimétrico con desplazamiento de 30°.	48
3.10. Circuito eléctrico del PMSG de 6 fases asimétrico con desplazamiento de 0° en coordenadas $dq$ .	50

3.11. Circuito eléctrico simplificado del PMSG de 6 fases asimétrico con desplazamiento de $0^\circ$ en coordenadas $dq$	51
3.12. Forma de onda del par electromagnético $T_e$ y velocidad angular $\omega_e$ del PMSG trifásico.	54
3.13. Forma de onda de corriente y voltaje del estator del PMSG trifásico.	54
3.14. Forma de onda del par electromagnético $T_e$ y velocidad angular $\omega_e$ del PMSG de 6 fases asimétrico.	54
3.15. Forma de onda de corriente y voltaje del primer sistema trifásico en el estator del PMSG de 6 fases asimétrico.	55
3.16. Forma de onda de corriente y voltaje del segundo sistema trifásico en el estator del PMSG de 6 fases asimétrico.	55
4.1. Convertidor multinivel propuesto tipo RV monofásico de 9 niveles.	57
4.2. Convertidor multinivel propuesto tipo RV trifásico de 9 niveles	58
4.3. Estados de conmutación del convertidor propuesto tipo RV asimétrico.	59
4.4. Convertidor trifásico de 2 niveles operando como inductor.	61
4.5. Convertidor trifásico de 3 niveles operando como inductor.	68
4.6. Convertidor trifásico de 2 niveles a estudiar	72
4.7. Forma de onda de la corriente para los dos convertidores convencionales.	72
4.8. Forma de onda de la corriente para los dos convertidores modelados.	72
4.9. Forma de onda del bus de CD para el convertidor convencional y modelado.	73
5.1. Clasificación general de las técnicas de modulación para convertidores multinivel.	75
5.2. Forma de onda de un convertidor multinivel de 7 niveles.	76
5.3. Principio de generación PWM.	79
5.4. Forma de onda de la técnica PDPWM para un convertidor de 9 niveles.	80
5.5. Forma de onda de la técnica PODPWM para un convertidor de 9 niveles.	81
5.6. Forma de onda de la técnica APODPWM para un convertidor de 9 niveles.	82
5.7. Forma de onda de la técnica PSPWM para un convertidor de 9 niveles.	83
5.8. Vectores de conmutación para el convertidor de 3 niveles.	84
5.9. Diagrama de un sistema de energía eólica con PMSG de velocidad variable.	86
5.10. Diagrama del sistema FOC para el PMSG.	88
5.11. Diagrama a bloques del esquema ZDC para el PMSG trifásico.	90

5.12. Diagrama de espacio vectorial del PMSG con ZDC.	92
5.13. Diagrama de espacio vectorial del PMSG con MTPA.	95
5.14. Diagrama de espacio vectorial del PMSG con UPF.	97
5.15. Diagrama del sistema VOC para el convertidor conectado a la red eléctrica.	98
5.16. Figura 5.16. Sistema de control PLL.	100
6.1. Forma de onda del ángulo de búsqueda del PLL.	103
6.2. Forma de onda de los voltajes síncronos de la red eléctrica.	104
6.3. Forma de onda de las corrientes trifásicas entregadas por el convertidor.	104
6.4. Forma de onda de las corrientes síncronas entregadas del convertidor.	104
6.5. Forma de onda de las potencias activa y reactiva entregadas por el convertidor.	105
6.6. Forma de onda del factor de potencia del convertidor.	105
6.7. Forma de onda del voltaje y corriente de la fase A de la red eléctrica.	105
6.8. Forma de onda del voltaje de salida del convertidor.	106
6.9. Forma de onda de las corrientes trifásicas entregadas por el convertidor.	107
6.10. Forma de onda de las corrientes síncronas entregadas del convertidor.	107
6.11. Forma de onda de las potencias activa y reactiva entregadas por el convertidor.	108
6.12. Forma de onda del factor de potencia del convertidor.	108
6.13. Forma de onda del voltaje y corriente de la fase A de la red eléctrica.	108
6.14. Forma de onda del voltaje de salida del convertidor.	109
6.15. Forma de onda de los voltajes síncronos de la red eléctrica.	110
6.16. Forma de onda de las corrientes trifásicas entregadas por el convertidor.	110
6.17. Forma de onda de las corrientes síncronas entregadas del convertidor.	111
6.18. Forma de onda de las potencias activa y reactiva entregadas por el convertidor.	111
6.19. Forma de onda del factor de potencia del convertidor.	111
6.20. Forma de onda del voltaje y corriente de la fase A de la red eléctrica.	112
6.21. Forma de onda del voltaje de salida del convertidor.	112

# Índice de tablas

2.1. Niveles de voltaje para un convertidor DCC y sus estados de conmutación.	9
2.2. Niveles de voltaje para un convertidor FCC y sus estados de conmutación.	12
2.3. Niveles de voltaje para un convertidor CFBCS y sus estados de conmutación.	17
2.4. Niveles de voltaje para un convertidor SBFCA potencia 2 y sus estados de conmutación.	20
2.5. Niveles de voltaje para un convertidor CBFCA potencia 3 y estados de conmutación.	23
4.1. Niveles de voltaje para un convertidor propuesto RV asimétrico y sus estados de conmutación.	60
6.1. Parámetros del convertidor conectado a la red eléctrica.	102
6.2. Parámetros de los controladores del convertidor para el empleo del control VOC.	102

# Resumen

La demanda de energía eléctrica y los desafíos a que se enfrenta el planeta debido al calentamiento global por el consumo desmedido de combustibles fósiles, han conducido al desarrollo de tecnologías amigables con el medio ambiente, las cuales se enfocan en la disminución de contaminantes. Para generar energía eléctrica se han empleado fuentes renovables como la energía solar, eólica, geotérmica, por mencionar algunas. La energía eólica, por tratarse de una energía prácticamente libre de emisiones, puede contribuir a mitigar el cambio climático. En los generadores eólicos, la transferencia de energía se realiza a través de una turbina eólica, caja de engranes generador y un convertidor electrónico de potencia. En este último, los convertidores multinivel, resuelven el principal inconveniente de los convertidores convencionales, que es el deterioro de la calidad de la energía de la red eléctrica a los que se encuentran conectados. Además se les compara con los convertidores convencionales considerando su nivel de potencia equivalente, presentando los convertidores multinivel un contenido armónico inferior.

En este trabajo de tesis se presenta el análisis y control del convertidor multinivel y generador sincrónico de imanes permanentes en un sistema eólico. El sistema considerado consiste en una turbina eólica unida a través de un eje no rígido con el rotor de la máquina hexafásica, la que se conecta a través de 2 rectificadores conectados en serie con control de corriente cero en el eje  $d$  para minimizar las pérdidas del generador. El acoplamiento con la red eléctrica se realiza mediante un convertidor multinivel propuesto tipo RV de 9 niveles de salida controlado por medio del algoritmo de control de voltaje orientado. El par electromagnético del generador es controlado con la magnitud de la corriente de estator en el eje  $q$ , mientras que la corriente de estator en el eje  $d$  es regulada a cero. También, se emplea un esquema de control de voltaje orientado para controlar el convertidor conectado a la red, para el aprovechamiento máximo de potencia activa. Los resultados de simulación demuestran las ventajas del empleo de convertidores multinivel en aplicaciones eólicas, debido principalmente a las menores pérdidas de conmutación y mejor respuesta dinámica de la corriente a controlar. Por último, se presentan el análisis matemático de un generador sincrónico de imanes permanentes hexafásico, junto con el modelo de un convertidor de  $n$  niveles.

# Abstract

The electrical energy demand and challenges that planet is facing due to global warming provoked by unmeasured use of fossil fuels, have led to the development of environmentally friendly technologies, which focus on reducing pollutants. To generate electrical energy renewable energies like solar, wind, geothermal, among others, have been used.

Since it is practically emissions free, wind energy could contribute to mitigate climate change, but conventional converters lowers the quality of electrical energy networks in which they are connected. However, multilevel converters can solve this inconvenient. Also if they are compared with the conventional converters of equal level of power, multilevel converters presents lower level of harmonic content.

In this thesis the analysis and control of a multilevel converter and a permanent magnet synchronous generator model for a wind energy system are presented. The considered system consists of a wind turbine coupled through a non-rigid shaft with the rotor of the six-phase machine, which is connected across two serial conjoin rectifiers with a d-axis zero current control to minimize loss in the generator. Electrical net coupling is made through a proposed nine output levels RV multilevel converter controlled by a voltage oriented control algorithm. The electromagnetic torque of the generator is controlled with the magnitude of the stator current on the q axis, while the stator current on the d axis is set to zero. Also, the oriented voltage control, mainly used for the control of the side of the network is developed for the maximum use of active power. In the simulation results the advantages of the use of multilevel converters in wind applications are provided, mainly due to the smaller switching losses and better dynamic response of the current to be controlled. Finally, the mathematical analysis of a synchronous six-phase generator of permanent magnets, and the model of a converter of  $n$  levels are presented.

# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Introducción.

El interés de la investigación en energías renovables, especialmente en la energía eólica, está aumentando de forma continua, debido principalmente al aumento del precio de los recursos energéticos tradicionales, y la contaminación ambiental ocasionados por los combustibles fósiles. El crecimiento del aprovechamiento de las energías renovables requerirá estudios sobre el funcionamiento y la interacción de los parques eólicos con la red de distribución eléctrica. Los convertidores electrónicos de potencia son los elementos que permiten la interconexión entre las diferentes fuentes de energía y la red eléctrica [1]. Los convertidores multinivel, resuelven el principal inconveniente de los convertidores convencionales (tres niveles), siendo el deterioro de la calidad de la energía de la red eléctrica a los que se encuentran conectados. Además se les compara con los convertidores convencionales considerando su nivel de potencia equivalente, presentando los convertidores multinivel un contenido armónico inferior [2-4]. En consecuencia, con el uso de los convertidores multinivel tiende a reducirse el tamaño, peso y costo del filtro de salida, en comparación con los convertidores convencionales de tres niveles, y principalmente menores pérdidas de conmutación [5]. Las principales características de un convertidor multinivel son:

1. La disposición del voltaje de CD de entrada de los múltiples niveles permite aumentar el voltaje de salida del convertidor.
2. Cada interruptor debe de bloquear solamente el voltaje correspondiente a un único valor de CD.
3. El voltaje de salida de un convertidor multinivel presenta un contenido armónico menor, teniendo de esta manera, formas de onda de voltaje y de corriente senoidales.
4. La potencia de los convertidores se incrementa al emplear voltajes mayores, sin la necesidad de incrementar la corriente, evitando de esta manera mayores pérdidas de conducción.

## **1.2 Objetivo.**

El objetivo de esta tesis es presentar el análisis y control de un convertidor multinivel y de un generador síncrono de imanes permanentes para un sistema eólico interconectado a la red eléctrica. Este sistema consiste en una turbina eólica unida a través de un eje no rígido con el rotor del generador síncrono de imanes permanentes hexafásico que a su vez está conectado a un regulador, y al bus de DC. El acoplamiento con la red eléctrica se realiza mediante un control de voltaje orientado, explicados más adelante.

## **1.3 Justificación.**

Los convertidores electrónicos de potencia son los elementos que permiten la interconexión entre las diferentes fuentes de energía y la red eléctrica. Dentro de los diferentes tipos de convertidores electrónicos de potencia, los convertidores multinivel resuelven el principal inconveniente de los inversores convencionales (3 niveles) siendo el contenido armónico de voltaje menor teniendo así formas de onda de voltaje y corriente más cercanas a la forma de onda senoidal.

## **1.4 Contenido de la tesis.**

El contenido de la tesis está estructurada de la siguiente manera:

Capítulo 1. Se presenta una introducción al trabajo realizado y algunos aspectos generales, así como el objetivo y justificación del proyecto de investigación.

Capítulo 2. Se presenta la configuración y principios de funcionamiento de las tres topologías básicas de un convertidor multinivel: diodo fijador, capacitor flotante y convertidor de puentes H en cascada, tanto su configuración simétrica y asimétrica. Por último, se presenta la configuración y funcionamiento de dos topologías reportadas recientemente en la literatura, el convertidor multinivel tipo RV y convertidor multinivel tipo T.

Capítulo 3. Se presentan las características relacionadas a un generador síncrono de imanes permanentes de seis fases asimétrico con desfaseamiento de  $0^\circ$ , hablando principalmente, de la composición del rotor y del estator en comparación de otras máquinas.

Además, se presenta el modelo dinámico en coordenadas trifásicas  $abc$  y en coordenadas síncronas  $dq$ , tanto para una máquina trifásica y una máquina de seis fases.

Capítulo 4. Se presenta la propuesta del convertidor multinivel tipo RV, en donde se modifica su estructura de funcionamiento. A partir de la topología propuesta, la modificación consiste en que el convertidor opere como un convertidor asimétrico. Este hecho permite que el convertidor tenga una alimentación en CD (1-1-2), teniendo como resultado, un convertidor de 9 niveles. Por último, se presenta el modelo conmutado equivalente para un convertidor de  $n$  niveles, operando como rectificador y como inversor.

Capítulo 5. Se presentan todos los esquemas de modulación empleados para los convertidores multinivel, tanto para baja frecuencia y alta frecuencia. También se presenta el uso de las estrategias de control empleados para el convertidor del lado del generador y para el convertidor del lado de la red eléctrica.

Capítulo 6. Se presentan las simulaciones realizadas al convertidor multinivel tipo RV, conectado hacia la red eléctrica.

Capítulo 7. Se presentan las conclusiones así como los trabajos a futuros de esta tesis.

## Capítulo 2

# Estructuras de topologías de convertidores multinivel

### 2.1. Introducción.

Los inversores de fuente de voltaje producen un voltaje y una corriente de salida cuyos niveles son  $0 \pm V_{cd}$ , se conocen como inversores de 2 y 3 niveles. Para obtener una forma de onda de voltaje y de corriente de alta calidad, con una distorsión armónica total (THD, por sus siglas en inglés) baja, requieren de técnicas de modulación de ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés) de alta frecuencia. Sin embargo, para aplicaciones en sistemas eólicos donde se requiere alta potencia y alto voltaje, estos convertidores de 2 y 3 niveles, están restringidos para operar a alta frecuencia, principalmente a causa de las pérdidas por conmutación y las limitaciones de las especificaciones nominales de los dispositivos: tensión máxima de los dispositivos en estado de bloqueo y corriente máxima en estado de conducción [6-8]. Una solución a este problema, sería la combinación serie-paralelo de los interruptores, necesarios para obtener la capacidad del manejo de altos voltajes y corrientes (ver figura 2.1). Sin embargo, se necesitaría un circuito de excitador para cada interruptor y la perfecta sincronización para el encendido y apagado de los transistores en serie y en paralelo, debido a que cada interruptor tiene diferentes tiempos de encendido y de apagado, ocasionando que los interruptores soporten una tensión mayor a la permitida por sus especificaciones nominales, dando como resultado la destrucción de estos interruptores [6].

Los convertidores multinivel han atraído mucho interés en aplicaciones de media-alta potencia. Presentan un conjunto nuevo de propiedades que son adecuadas para el uso de compensación de potencia reactiva. Puede ser mucho más sencillo producir un inversor de alta potencia y alto voltaje con la estructura multinivel, por la forma en la que se controlan en la estructura los esfuerzos de encendido y apagado para cada interruptor [7].

El convertidor multinivel destaca sobre los convertidores convencionales debido a las siguientes características principales [8]:

1. Cada interruptor debe de bloquear solamente el voltaje correspondiente a un solo nivel de CD de la onca de salida.
2. Genera ondas de salida con voltajes superiores a la capacidad de bloqueo de cada uno de los dispositivos de conmutación (interruptores).
3. La potencia de los convertidores se incrementa al tener el aumento de niveles de salida, sin la necesidad de aumentar la corriente, evitando así las pérdidas en estado de conducción, dando como resultado mayor eficiencia en el convertidor.
4. Al tener mayores niveles de salida para el convertidor el THD disminuye, reduciéndose proporcionalmente el peso y tamaño del filtro de salida del convertidor (en caso de requerirse).
5. La respuesta dinámica del convertidor es más rápida, debido al aumento de niveles de salida y de utilizar filtrado de menor tamaño.
6. Operan en rangos de frecuencia de conmutación menor, dando como resultado menores pérdidas de conmutación y alargando la vida útil de los interruptores.
7. Permiten disminuir los picos de voltaje de salida en cada conmutación ( $\frac{dv}{dt}$ ), dando como resultado la atenuación de las interferencias electromagnéticas (EMI, por sus siglas en inglés).

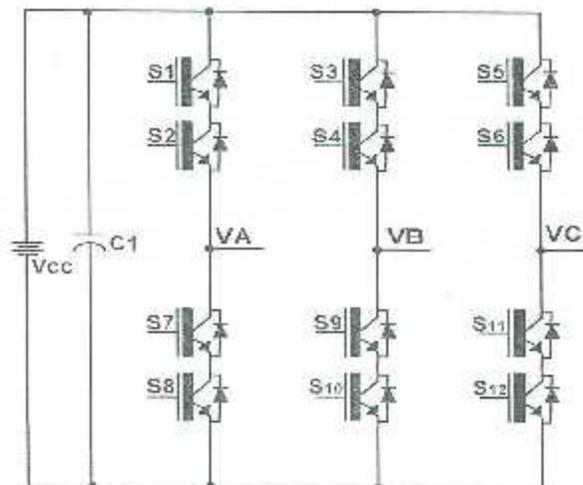


Figura 2.1. Arreglo de interruptores en serie para un inversor trifásico.

La forma más general para entender el funcionamiento de los convertidores multinivel es considerarlo como un circuito divisor de voltaje. La figura 2.2 muestra la forma general de un convertidor, obteniendo los niveles de salida requeridos, a partir de varios niveles de voltaje de CD de entrada, donde los dispositivos de conmutación se representan por componentes ideales, soportando únicamente los niveles de voltaje de entrada de cada capacitor.

Los convertidores multinivel pueden generar hasta  $n$  niveles de voltaje de cada fase (voltaje de CD), por lo que al considerar un sistema monofásico de puente completo o un sistema trifásico, los niveles de tensión se combinan con los de las otras fases, generando hasta  $2n - 1$  niveles entre fase-fase (voltaje de CA). Siendo esta la única diferencia básica respecto a un convertidor convencional, donde el voltaje de entrada es de un solo nivel [8].

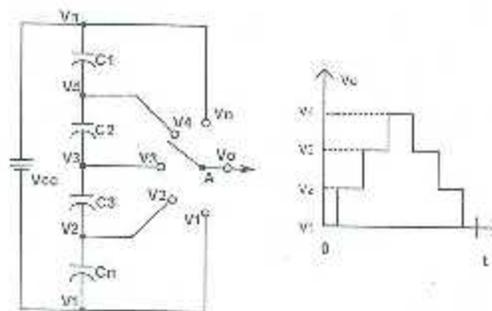


Figura 2.2. Esquema general y forma de onda de salida de un polo del convertidor multinivel.

## 2.2 Topologías básicas de un convertidor multinivel.

A través de los años, muchas topologías han sido reportadas en la literatura, teniendo así una gran variedad de topologías propuestas para los convertidores multinivel [8-9]. Las topologías más establecidas y conocidas son:

1. Convertidor multinivel de diodos de enclavamiento (DCC, por sus siglas en inglés).
2. Convertidor multinivel de capacitores flotantes (FCC, por sus siglas en inglés).
3. Convertidor multinivel de puentes completos conectados en cascada (CFBC, por sus siglas en inglés).

### 2.2.1 Convertidor multinivel de diodos de enclavamiento (DCC).

Para un convertidor DCC de  $n$  niveles, cada fase consiste en  $(n - 1)$  capacitores para el bus de CD, donde cada capacitor debe de mantener un voltaje casi igual a  $\frac{V_{cc}}{n-1}$ . Además, se requieren  $(n - 1) * (n - 2)$  diodos de alta velocidad, de los cuales, deben de tener la capacidad de bloquear el voltaje de cada capacitor; y  $2 * (n - 1)$  dispositivos de conmutación con su respectivo diodo anti-paralelo en descarga [9].

En la figura 2.3, muestra la estructura de un convertidor DCC trifásico de 4 niveles para cada fase, donde requieren 3 capacitores, 6 dispositivos de conmutación con su respectivo diodo anti-paralelo de descarga y 6 diodos de alta velocidad. Este convertidor puede conectarse en conexión tipo estrella o tipo delta según se requiera para cada aplicación

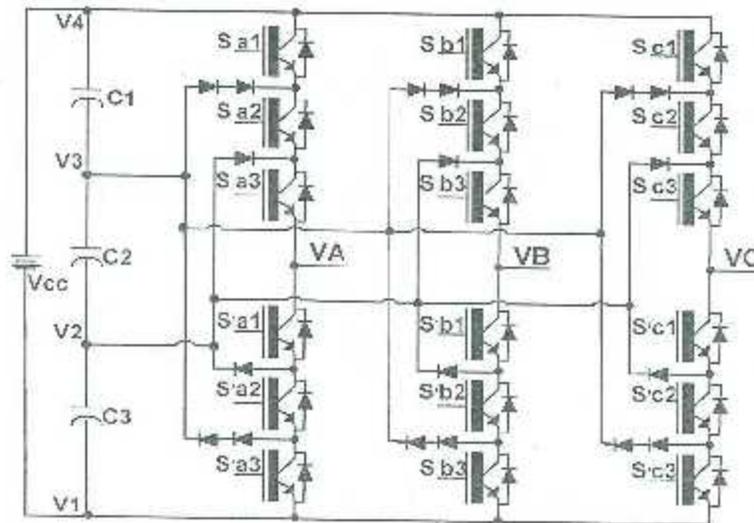


Figura 2.3. Convertidor DCC trifásico de 7 niveles de voltaje compuesto.

#### 2.2.1.1 Principios de operación.

Dentro del análisis de esta topología solamente se examinará una sola rama de convertidor trifásico de la figura 2.3. El orden de numeración de los interruptores de conmutación es  $S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S'_{a1}, S'_{a2}, S'_{a3}$ . El canal de CD consiste en 3 capacitores, soportando cada

capacitor un voltaje de  $\frac{V_{CC}}{3}$ , el punto  $v1 = 0V$  de la figura 2.4 será el punto de referencia del voltaje de fase de salida. Los pasos para obtener los voltajes de los cuatro niveles son los siguientes:

1. Para obtener el nivel de salida  $V_a = V_{CC}$  se deben de activar todos los interruptores superiores de la rama ( $S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}$ ) y apagar todos los interruptores inferiores de la rama ( $S'_{a1}, S'_{a2}, S'_{a3}$ ).
2. Para obtener el nivel de salida  $v_a = \frac{2 \cdot V_{CC}}{3}$  se deben de activar los interruptores ( $S'_{a1}, S_{a2}, S_{a3}$ ) y apagar los interruptores restantes ( $S_{a1}, S'_{a2}, S'_{a3}$ ).
3. Para obtener el nivel de salida  $v_a = \frac{V_{CC}}{3}$  se deben de activar los interruptores ( $S'_{a1}, S'_{a2}, S_{a3}$ ) y apagar los interruptores restantes ( $S_{a1}, S_{a2}, S'_{a3}$ ).
4. Para obtener el nivel de salida  $v_a = 0V$  se deben de activar todos los interruptores inferiores de la rama ( $S'_{a1}, S'_{a2}, S'_{a3}$ ) y apagar todos los interruptores superiores de la rama ( $S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}$ ).

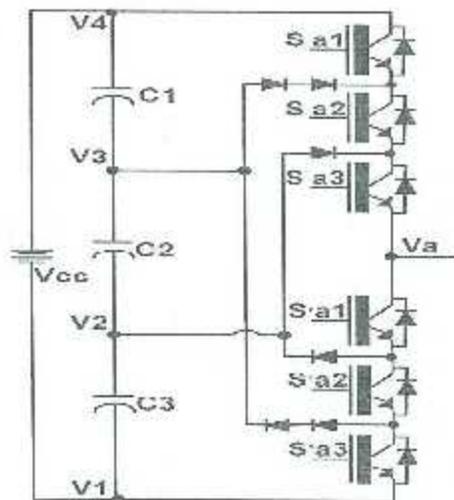


Figura 2.4. Rama de un convertidor DCC trifásico de 4 niveles.

En la tabla 2.1 se muestran los niveles de voltaje y sus respectivos estados de conmutación correspondientes, representándose por estados lógicos (donde 1 representa el interruptor encendido y 0 representa el interruptor apagado). Observándose que el esquema de la figura 2.4 cuenta con 3 pares de interruptores que se activan de forma complementaria, activándose

uno, mientras que el otro interruptor está apagado, siendo estos  $(S_{a1}, S'_{a1})$ ,  $(S_{a2}, S'_{a2})$  y  $(S_{a3}, S'_{a3})$ . Siempre se activan 3 interruptores a un mismo tiempo, para obtener los niveles de salida requeridos.

**Tabla 2.1. Niveles de voltaje para un convertidor DCC y sus estados de conmutación.**

Voltaje de salida	Estados de conmutación					
	S <sub>a1</sub>	S <sub>a2</sub>	S <sub>a3</sub>	S' <sub>a1</sub>	S' <sub>a2</sub>	S' <sub>a3</sub>
V <sub>CC</sub>	1	1	1	0	0	0
$\frac{2V_{CC}}{3}$	0	1	1	1	0	0
$\frac{V_{CC}}{3}$	0	0	1	1	1	0
0	0	0	0	1	1	1

### 2.2.1.2 Ventajas y desventajas de la topología.

Como una conclusión para el análisis de esta topología se tiene lo siguiente [11-14]:

#### 1. Ventajas.

- 1.1. Cuando la cantidad de niveles es demasiado grande, el THD será bajo, reduciéndose el tamaño del filtro, si es requerido su uso.
- 1.2. Es posible tener una eficiencia alta, debido principalmente a las menores pérdidas de conmutación, ya que al aumento de niveles de salida, los transistores conmutan a la frecuencia de la línea (60-50 Hz).
- 1.3. Método de control del convertidor sencillo en comparación a otras topologías.

#### 2. Desventajas.

- 2.1. Se requieren un número excesivo de diodos de alta velocidad cuando el número de niveles es muy alto, debido al aumento de niveles algunos diodos deben de soportar voltajes de bloqueo mayores al voltaje de cada capacitor, de esta forma se requieren arreglos de diodos en serie para soportar estos niveles de voltaje.
- 2.2. Es difícil el control de potencia activa en comparación a otras topologías, debido a que el manejo de energía activa solo se obtiene de la energía que proveen los capacitores, estos tienden a descargarse, provocando desbalances en la tensión de bus de CD, o

la pérdida de niveles en la salida del convertidor. Debido a estos inconvenientes es recomendable el uso de esta topología en niveles no mayores a 4 niveles [14].

### 2.2.2 Convertidor multinivel de capacitores flotantes (FCC).

Este tipo de topología se propuso en 1992 [15], considerándose una mejora al uso del convertidor DCC. La estructura es muy parecida al DCC, pero utiliza capacitores auxiliares en lugar de los diodos de alta velocidad utilizados para establecer los niveles de voltaje. Para un convertidor de  $n$  niveles para cada fase consiste en  $(n - 1)$  capacitores para el bus de CD, además, se requieren  $2 * (n - 1)$  dispositivos de conmutación con su respectivo diodo anti-paralelo en descarga; y  $(n - 1) * (n - 2) / 2$  capacitores auxiliares [12].

En la figura 2.5 se muestra la estructura de un convertidor FCC trifásico de 4 niveles para cada fase, donde requieren 3 capacitores para el bus de CD, 6 dispositivos de conmutación con su respectivo diodo anti-paralelo de descarga y 3 capacitores auxiliares, observándose que todos los capacitores deben de mantener voltaje casi igual a  $\frac{V_{CC}}{n-1}$  al momento que estén almacenando energía. Este convertidor puede conectarse en conexión tipo estrella o tipo delta según se requiera para cada aplicación.

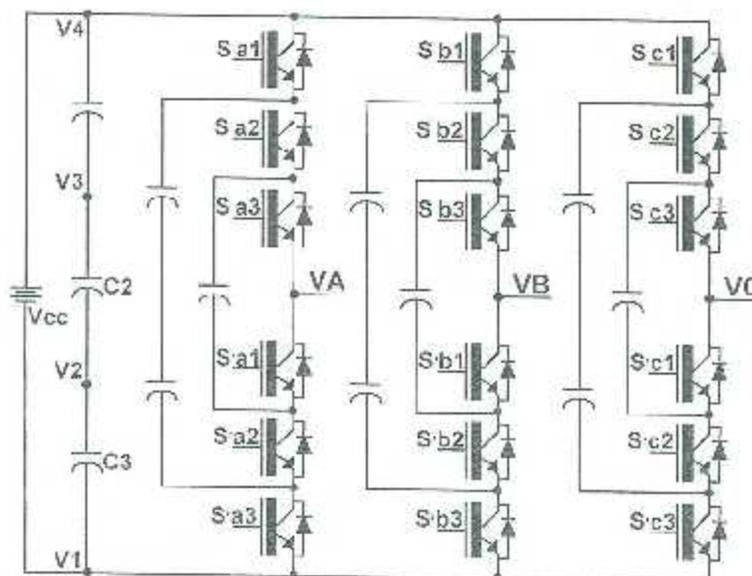


Figura 2.5. Convertidor FCC trifásico de 7 niveles de voltaje compuesto.

### 2.2.2.1 Principios de operación.

Dentro del análisis de esta topología solamente se examinará una sola rama del convertidor trifásico de la figura 2.5. El orden de numeración de los interruptores de conmutación es  $S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S'_{a1}, S'_{a2}, S'_{a3}$ . El punto  $v_1 = 0 V$  de la figura 2.6 será el punto de referencia del voltaje de fase de salida. Los pasos para obtener los voltajes de los cuatro niveles son los siguientes:

1. Para obtener el nivel de salida  $V_a = V_{cc}$  se deben de activar todos los interruptores superiores de la rama ( $S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}$ ) y apagar todos los interruptores inferiores de la rama ( $S'_{a1}, S'_{a2}, S'_{a3}$ ).
2. Para obtener el nivel de salida  $v_a = \frac{2 \cdot V_{cc}}{3}$  se tienen, 2 combinaciones posibles para obtener el nivel requerido:
  - 2.1. Activando los interruptores ( $S_{a1}, S_{a2}, S'_{a1}$ ) y apagar los interruptores restantes ( $S_{a3}, S'_{a2}, S'_{a3}$ ) se obtiene  $v_a = \left(1 - \frac{1}{3}\right) * V_{cc} = \frac{2 \cdot V_{cc}}{3}$ .
  - 2.2. Activando los interruptores ( $S_{a2}, S_{a3}, S'_{a3}$ ) y apagar los interruptores restantes ( $S_{a1}, S'_{a1}, S'_{a2}$ ) se obtiene  $v_a = \frac{2 \cdot V_{cc}}{3}$ .
3. Para obtener el nivel de salida  $v_a = \frac{V_{cc}}{3}$  se tienen, 3 combinaciones posibles para obtener el nivel requerido:
  - 3.1. Activando los interruptores ( $S_{a1}, S'_{a1}, S'_{a2}$ ) y apagar los interruptores restantes ( $S_{a2}, S_{a3}, S'_{a3}$ ) se obtiene  $v_a = \left(1 - \frac{2}{3}\right) * V_{cc} = \frac{V_{cc}}{3}$ .
  - 3.2. Activando los interruptores ( $S_{a2}, S'_{a1}, S'_{a3}$ ) y apagar los interruptores restantes ( $S_{a1}, S_{a3}, S'_{a2}$ ) se obtiene  $v_a = \left(\frac{2}{3} - \frac{1}{3}\right) * V_{cc} = \frac{V_{cc}}{3}$ .
  - 3.3. Activando los interruptores ( $S_{a3}, S'_{a2}, S'_{a3}$ ) y apagar los interruptores restantes ( $S_{a1}, S_{a2}, S'_{a1}$ ) se obtiene  $v_a = \frac{V_{cc}}{3}$ .
4. Para obtener el nivel de salida  $v_a = 0 V$  se deben de activar todos los interruptores inferiores de la rama ( $S'_{a1}, S'_{a2}, S'_{a3}$ ) y apagar todos los interruptores superiores de la rama ( $S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}$ ).

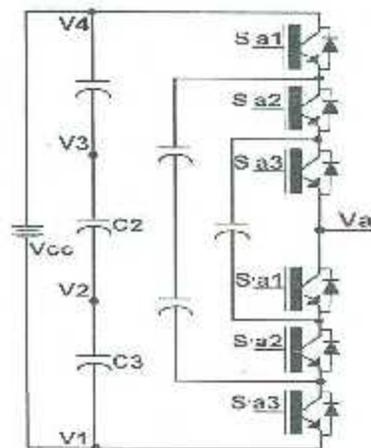


Figura 2.6. Rama de un convertidor FCC trifásico de 4 niveles.

En la tabla 2.2 se muestran los niveles de voltaje y sus respectivos estados de conmutación correspondientes, representándose por estados lógicos (donde 1 representa el interruptor encendido y 0 representa el interruptor apagado). Observándose, para la generación de los 4 niveles de salida se cuenta con una gran variedad de combinaciones, teniendo como resultando estados redundantes (estados que se repiten), para 4 niveles se tiene un total de 7 combinaciones, teniendo así diferentes tiempos de encendido y apagado para cada uno de los interruptores, dificultando de esta manera, el gobierno de los interruptores de conmutación. De esta manera, siempre se activan 3 interruptores a un mismo tiempo, para obtener los niveles de salida requeridos.

**Tabla 2.2. Niveles de voltaje para un convertidor FCC y sus estados de conmutación.**

Voltaje de salida	Estados de conmutación					
	Sa1	Sa2	Sa3	S'a1	S'a2	S'a3
VCC	1	1	1	0	0	0
$2VCC/3$	1	1	0	1	0	0
	0	1	1	0	0	1
$VCC/3$	1	0	0	1	1	0
	0	1	0	1	0	1
	0	0	1	0	1	1
0	0	0	0	1	1	1

### **2.2.2.2 Ventajas y desventajas de la topología.**

Como una conclusión para el análisis de esta topología se tiene lo siguiente [14-15]:

1. Ventajas.
  - 1.1. Posee una gran cantidad de capacitores de almacenamiento de energía, sirviendo como respaldo cuando se tiene un corte de energía.
  - 1.2. Este convertidor contiene estados redundantes de combinación para obtener cada uno de los niveles de voltaje de salida, muy útil para el balanceo de los capacitores.
  - 1.3. El flujo de potencia activa y reactiva se puede controlar, lo cual sirve mucho para aplicaciones donde se requiere flujo bidireccional de corriente.
  - 1.4. Eficiencia alta como en el caso del convertidor DCC, debido a las menores pérdidas de conmutación, trabajando a conmutación de la línea (60-50 Hz).
2. Desventajas.
  - 2.1. Al momento de elevar el número de niveles de salida para el convertidor, se tiene un número excesivo de capacitores ocasionando que el sistema sea muy voluminoso y pesado.
  - 2.2. El control de este convertidor tiende a ser complicado, debido al desequilibrio presente en los capacitores, requiriendo un sistema de sensado de voltaje para cada capacitor.

### **2.2.3 Convertidor multinivel en cascada (CFBC).**

Los convertidores CFBC están basados en la conexión en serie de inversores de puente completo (celdas), para producir los voltajes de salida de CA. La función principal de este convertidor es sintetizar un determinado voltaje a partir de varias fuentes separadas de DC (SDCS por sus siglas en inglés), que pueden ser baterías, celdas de combustible, etc. A diferencia de la topología de DCC y FCC, esta topología no requiere capacitores auxiliares para balancear el voltaje y diodos de alta velocidad, evitando de esta manera, las desventajas presentes en las dos topologías vistas con anterioridad [12, 16].

Una característica importante del uso de esta topología es, debido a su estructura modular (uso de celdas), se puede aumentar fácilmente el número de niveles de salida solamente con agregar celdas en serie, sin que tener que rediseñar la etapa de potencia [17].

En la figura 2.7 se muestra la estructura de un convertidor CFBC trifásico de 7 niveles de CA, donde requieren 36 dispositivos de conmutación con su respectivo diodo anti-paralelo de descarga y 9 fuentes de alimentación  $V_{cc}$  aislada, y asumiéndose que estas fuentes de alimentación son del mismo valor. Este convertidor puede conectarse en conexión tipo estrella o tipo celta según se requiera para cada aplicación.

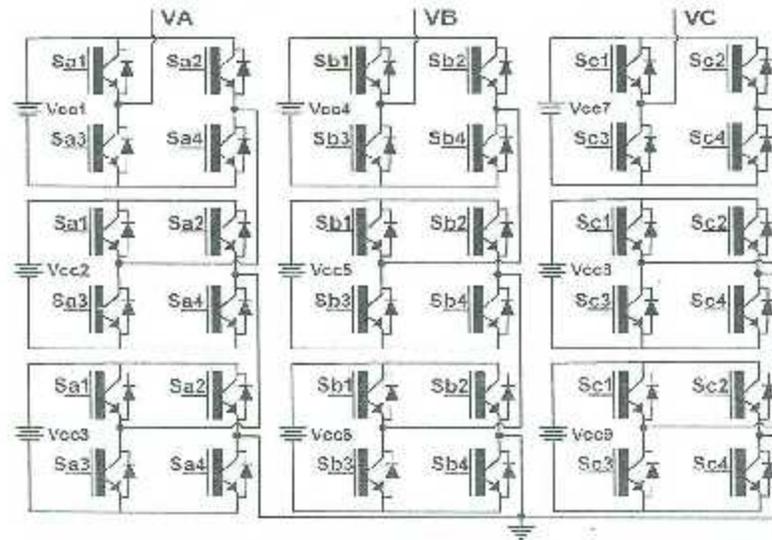


Figura 2.7. Convertidor CFBC trifásico de 7 niveles.

Cuando cada célula de puente H del convertidor CFBC es alimentada por fuentes de CD con los mismos valores, el convertidor se conoce como convertidor multinivel en cascada simétrico (CFCBS, por sus siglas en inglés). De forma similar, cuando cada célula del convertidor es alimentada por fuentes de CD de diferentes valores, el convertidor se conoce como convertidor multinivel en cascada asimétrico (CFCBA, por sus siglas en inglés) [18].

### 2.2.3.1 Convertidor multinivel en cascada simétrico (CFCBS).

En esta configuración los niveles de alimentación de cada una de las celdas son de la misma magnitud, tal como se muestra en la figura 2.8, cada una de las celdas proporcionan 3 niveles de voltaje que son  $+V_{cc}$ ,  $0$  y  $-V_{cc}$ , contando con 4 dispositivos de conmutación, incluyendo su respectivo diodo anti-paralelo de descarga, y su fuente de alimentación para cada una de

las dos celdas [19]. El número de ( $n$ ) niveles de voltaje salida CA depende del número de celdas ( $z$ ), dado por la siguiente ecuación.

$$n = 2z + 1 \quad (2.1)$$

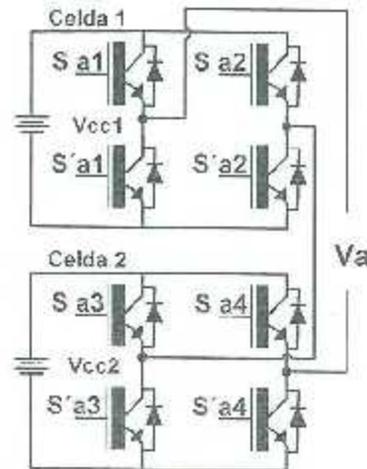


Figura 2.8. Convertidor CFBCS monofásico de 5 niveles.

#### 2.2.3.1.1 Principios de operación.

Dentro del análisis de esta topología se examinará el convertidor CFBCS de la figura 2.8. El orden de numeración de los interruptores de conmutación es  $S_{a1}, S_{a2}, S'_{a1}$  y  $S'_{a2}$  para la primera celda y  $S_{a3}, S_{a4}, S'_{a3}$  y  $S'_{a4}$  para la segunda celda. Los pasos para obtener los voltajes de los cinco niveles de CA son los siguientes:

1. Para obtener el nivel de salida  $v_a = 2V_{cc} = V_{cc1} + V_{cc2}$  se deben de activar los interruptores ( $S_{a1}, S'_{a2}, S_{a3}, S'_{a4}$ ) y apagar los interruptores restantes ( $S'_{a1}, S_{a2}, S'_{a3}, S_{a4}$ ).
2. Para obtener el nivel de salida  $v_a = V_{cc}$  se tienen, 2 combinaciones posibles para obtener el nivel requerido:
  - 2.1. Activando los interruptores ( $S_{a1}, S'_{a2}, S_{a3}, S_{a4}$ ) y apagar los interruptores restantes ( $S'_{a1}, S'_{a2}, S'_{a3}, S'_{a4}$ ) se obtiene  $v_a = V_{cc1}$ .

- 2.2. Activando los interruptores ( $S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S'_{a4}$ ) y apagar los interruptores restantes ( $S'_{a1}, S'_{a2}, S'_{a3}, S_{a4}$ ) se obtiene  $v_a = V_{cc2}$ .
3. Para obtener el nivel de salida  $v_a = 0$  se tienen, 4 combinaciones posibles para obtener el nivel requerido:
  - 3.1. Activando los interruptores ( $S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S_{a4}$ ) y apagar los interruptores restantes ( $S'_{a1}, S'_{a2}, S'_{a3}, S'_{a4}$ ) se obtiene  $v_a = 0$ .
  - 3.2. Activando los interruptores ( $S_{a1}, S_{a2}, S'_{a3}, S'_{a4}$ ) y apagar los interruptores restantes ( $S'_{a1}, S'_{a2}, S_{a3}, S_{a4}$ ) se obtiene  $v_a = 0$ .
  - 3.3. Activando los interruptores ( $S'_{a1}, S'_{a2}, S_{a3}, S_{a4}$ ) y apagar los interruptores restantes ( $S_{a1}, S_{a2}, S'_{a3}, S'_{a4}$ ) se obtiene  $v_a = 0$ .
  - 3.4. Activando los interruptores ( $S'_{a1}, S'_{a2}, S'_{a3}, S'_{a4}$ ) y apagar los interruptores restantes ( $S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S_{a4}$ ) se obtiene  $v_a = 0$ .
4. Para obtener el nivel de salida  $v_a = -V_{cc}$  se tienen, 2 combinaciones posibles para obtener el nivel requerido:
  - 4.1. Activando los interruptores ( $S'_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S_{a4}$ ) y apagar los interruptores restantes ( $S_{a1}, S'_{a2}, S'_{a3}, S'_{a4}$ ) se obtiene  $v_a = -V_{cc1}$ .
  - 4.2. Activando los interruptores ( $S_{a1}, S_{a2}, S'_{a3}, S_{a4}$ ) y apagar los interruptores restantes ( $S'_{a1}, S'_{a2}, S_{a3}, S'_{a4}$ ) se obtiene  $v_a = -V_{cc2}$ .
5. Para obtener el nivel de salida  $v_a = -2V_{cc} = -V_{cc1} - V_{cc2}$  se deben de activar los interruptores ( $S'_{a1}, S_{a2}, S'_{a3}, S_{a4}$ ) y apagar los interruptores restantes ( $S_{a1}, S'_{a2}, S_{a3}, S'_{a4}$ ).

En la tabla 2.3 se muestran los niveles de voltaje y sus respectivos estados de conmutación correspondientes, representándose por estados lógicos (donde 1 representa el interruptor encendido y 0 representa el interruptor apagado). Se observa, para la generación de los 5 niveles de salida se tienen una gran variedad de combinaciones, teniendo como resultando estados redundantes, teniendo para 5 niveles de CA un total de 10 combinaciones. Se tienen 4 pares de interruptores que se activan de forma complementaria, cuando se activa un interruptor se apaga el otro, siendo estos ( $S_{a1}, S'_{a1}$ ), ( $S_{a2}, S'_{a2}$ ), ( $S_{a3}, S'_{a3}$ ) y ( $S_{a4}, S'_{a4}$ ). De esta manera, siempre se activan 4 interruptores a un mismo tiempo, para obtener los niveles de salida requeridos.

**Tabla 2.3. Niveles de voltaje para un convertidor CFBCS y sus estados de conmutación.**

Estados de conmutación								Voltaje celda 1	Voltaje celda 2	Voltaje salida
Sa1	Sa2	S'a1	S'a2	Sa3	Sa4	S'3	S'4	Vc1	Vc2	VA
1	0	0	1	1	0	0	1	$V_{cc 1}$	$V_{cc 2}$	$2V_{cc}$
1	0	0	1	1	1	0	0	$V_{cc 1}$	0	$V_{cc 1}$
1	1	0	0	1	0	0	1	0	$V_{cc 2}$	$V_{cc 2}$
1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0
0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0
0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0
0	1	1	0	1	1	0	0	$-V_{cc 1}$	0	$-V_{cc 1}$
1	1	0	0	0	1	1	0	0	$-V_{cc 2}$	$-V_{cc 2}$
0	1	1	0	0	1	1	0	$-V_{cc 1}$	$-V_{cc 2}$	$-2V_{cc}$

### 2.2.3.2 Convertidor multinivel en cascada asimétrico (CFBCA).

Este tipo de convertidor posee las mismas configuraciones que el CFBCS, pero en este caso, el voltaje de CD para cada una de las celdas que conforman el CFBC son de diferentes valores [17-20]. Con esta característica se pueden tener más niveles en la onda de salida con el mismo número de elementos que en el CFBCS.

EL CFBCA subdivide en CFBCA de potencia 2 y en CFBCA de potencia 3.

#### 2.2.3.2.1 Convertidor multinivel en cascada asimétrico (CFBCA) de potencia 2

El CFBCA de potencia 2 es alimentado con fuentes de voltaje ponderadas en forma binaria ( $2^n$ ), es decir, la alimentación para cada celda es  $V_{cc}, 2V_{cc}, 4V_{cc}, 8V_{cc}, 16V_{cc}$  y así sucesivamente hasta alimentar todas las celdas que integran al convertidor. En la figura 2.9 se muestra un ejemplo de un convertidor CFBCA de potencia 2 de 7 niveles de CA, constando con la misma cantidad de elementos que en un convertidor CFBCS de 2 celdas, donde el número máximo de niveles de CA de este convertidor, se calcula mediante la ecuación 2.2.

(2.2)

$$n = 2^{z+1} - 1$$

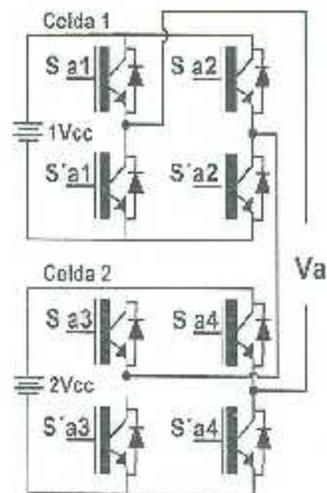


Figura 2.9. Convertidor CFBCA monofásico de potencia 2.

#### 2.2.3.2.1.1 Principios de operación.

Dentro del análisis de esta topología se examinará el convertidor CFBCA potencia 2 de la figura 2.9. El orden de numeración de los interruptores de conmutación es  $S_{a1}, S_{a2}, S'_{a1}$  y  $S'_{a2}$  para la primera celda y  $S_{a3}, S_{a4}, S'_{a3}$  y  $S'_{a4}$  para la segunda celda. Los pasos para obtener los voltajes de los siete niveles de CA son los siguientes:

1. Para obtener el nivel de salida  $v_a = 3V_{cc} - 2V_{cc} + V_{cc}$  se deben de activar los interruptores  $(S_{a1}, S'_{a2}, S_{a3}, S'_{a4})$  y todos los interruptores restantes  $(S'_{a1}, S_{a2}, S'_{a3}, S_{a4})$ .
2. Para obtener el nivel de salida  $v_a = 2V_{cc}$  se deben de activar los interruptores  $(S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S'_{a4})$  y apagar los interruptores restantes  $(S'_{a1}, S'_{a2}, S'_{a3}, S_{a4})$ .
3. Para obtener el nivel de salida  $v_a = V_{cc}$  se tienen, 2 combinaciones posibles para obtener el nivel requerido:
  - 3.1. Activando los interruptores  $(S_{a1}, S'_{a2}, S_{a3}, S_{a4})$  y apagar los interruptores restantes  $(S'_{a1}, S_{a2}, S'_{a3}, S'_{a4})$  se obtiene  $v_a = V_{cc}$ .

- 3.2. Activando los interruptores ( $S'a1, Sa2, Sa3, S'a4$ ) y apagar los interruptores restantes ( $Sa1, S'a2, S'a3, Sa4$ ) se obtiene  $v_a = V_{cc} = 2V_{cc} - V_{cc}$ .
4. Para obtener el nivel de salida  $v_a = 0$  se tienen, 4 combinaciones posibles para obtener el nivel requerido:
  - 4.1. Activando los interruptores ( $Sa1, Sa2, Sa3, Sa4$ ) y apagar los interruptores restantes ( $S'a1, S'a2, S'a3, S'a4$ ) se obtiene  $v_a = 0$ .
  - 4.2. Activando los interruptores ( $Sa1, Sa2, S'a3, S'a4$ ) y apagar los interruptores restantes ( $S'a1, S'a2, Sa3, Sa4$ ) se obtiene  $v_a = 0$ .
  - 4.3. Activando los interruptores ( $S'a1, S'a2, Sa3, Sa4$ ) y apagar los interruptores restantes ( $Sa1, Sa2, S'a3, S'a4$ ) se obtiene  $v_a = 0$ .
  - 4.4. Activando los interruptores ( $S'a1, S'a2, S'a3, S'a4$ ) y apagar los interruptores restantes ( $Sa1, Sa2, Sa3, Sa4$ ) se obtiene  $v_a = 0$ .
5. Para obtener el nivel de salida  $v_a = -V_{cc}$  se tienen, 2 combinaciones posibles para obtener el nivel requerido:
  - 5.1. Activando los interruptores ( $S'a1, Sa2, Sa3, Sa4$ ) y apagar los interruptores restantes ( $Sa1, S'a2, S'a3, S'a4$ ) se obtiene  $v_a = -V_{cc}$ .
  - 5.2. Activando los interruptores ( $Sa1, S'a2, S'a3, Sa4$ ) y apagar los interruptores restantes ( $S'a1, Sa2, Sa3, S'a4$ ) se obtiene  $v_a = V_{cc} = V_{cc} - 2V_{cc}$ .
6. Para obtener el nivel de salida  $v_a = -2V_{cc}$  se deben de activar los interruptores ( $Sa1, Sa2, S'a3, Sa4$ ) y apagar los interruptores restantes ( $S'a1, S'a2, Sa3, S'a4$ ).
7. Para obtener el nivel de salida  $v_a = -3V_{cc} = -2V_{cc} - V_{cc}$  se deben de activar los interruptores ( $S'a1, S'a2, Sa3, S'a4$ ) y apagar los interruptores restantes ( $S'a1, Sa2, S'a3, Sa4$ ).

En la tabla 2.4 se muestran los niveles de voltaje y sus requeridos estados de conmutación correspondientes, representándose por estados lógicos (donde 1 representa el interruptor encendido y 0 representa el interruptor apagado). Se observa, para la generación de los 7 niveles de salida se tienen una gran variedad de combinaciones, teniendo como resultando estados redundantes, teniendo para 7 niveles de CA un total de 12 combinaciones, como en el caso del convertidor CFBCS. Se tienen 4 pares de interruptores que se activan de forma complementaria activándose uno, mientras que el otro interruptor está apagado, siendo estos ( $Sa1, S'a1$ ), ( $Sa2, S'a2$ ), ( $Sa3, S'a3$ ) y ( $Sa4, S'a4$ ). De esta manera, siempre se activan 4 interruptores a un mismo tiempo, para obtener los niveles de salida requeridos.

Tabla 2.4. Niveles de voltaje para un convertidor SBFCA potencia 2 y sus estados de conmutación.

Estados de conmutación								Voltaje celda 1	Voltaje celda 2	Voltaje salida
Sa1	Sa2	S'a1	S'a2	Sa3	Sa4	S'3	S'4	Vc1	Vc2	VA
1	0	0	1	1	0	0	1	$V_{cc}$	$2V_{cc}$	$3V_{cc}$
1	1	0	0	1	0	0	1	0	$2V_{cc}$	$2V_{cc}$
1	0	0	1	1	1	0	0	$V_{cc}$	0	$V_{cc}$
0	1	1	0	1	0	0	1	$-V_{cc}$	$2V_{cc}$	$V_{cc}$
1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0
0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0
0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0
0	1	1	0	1	1	0	0	$-V_{cc}$	0	$-V_{cc}$
1	0	0	1	0	1	1	0	$V_{cc}$	$-2V_{cc}$	$-V_{cc}$
1	1	0	0	0	1	1	0	0	$-2V_{cc}$	$-2V_{cc}$
0	1	1	0	0	1	1	0	$-V_{cc}$	$-2V_{cc}$	$-3V_{cc}$

### 2.2.3.2.2 Convertidor multinivel en cascada asimétrico (CFBCA) de potencia 3.

El CFBCA de potencia 3 es alimentado con fuentes de voltaje ponderadas de la forma  $3^n$ , es decir, la alimentación para cada celda es  $V_{cc}, 3V_{cc}, 9V_{cc}, 27V_{cc}, 81V_{cc}$  y así sucesivamente hasta alimentar a todas las celdas que integran al convertidor, de esta forma obteniendo más niveles con la misma cantidad de componentes en comparación de los dos convertidores vistos anteriormente. La figura 2.10, muestra un ejemplo de un convertidor CFBCA de potencia 3 de 9 niveles de CA, constando con la misma cantidad de elementos que en un convertidor CFBCS de 2 celdas, donde el número máximo de niveles de CA se calcula mediante la ecuación 2.3.

$$n = 3^2$$

(2.3)

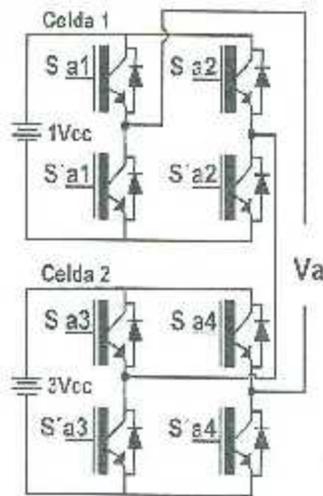


Figura 2.10. Convertidor CFBCA monofásico de potencia 3.

#### 2.2.3.2.2.1 Principios de operación.

Dentro del análisis de esta topología se examinará el convertidor CFBCS potencia 3 de la figura 2.10. El orden de numeración de los interruptores de conmutación es  $S_{a1}, S_{a2}, S'_{a1}$  y  $S'_{a2}$  para la primera celda y  $S_{a3}, S_{a4}, S'_{a3}$  y  $S'_{a4}$  para la segunda celda, como fueron en los casos anteriores de las topologías CFBC simétrico y CFBC asimétrico de potencia 2 vistas anteriormente. Los pasos para obtener los voltajes de los nueve niveles de CA son los siguientes:

1. Para obtener el nivel de salida  $v_a = 4V_{cc} = 3V_{cc} + V_{cc}$  se deben de activar los interruptores  $(S_{a1}, S'_{a2}, S_{a3}, S'_{a4})$  y apagar los interruptores restantes  $(S'_{a1}, S_{a2}, S'_{a3}, S_{a4})$ .
2. Para obtener el nivel de salida  $v_a = 3V_{cc}$  se deben de activar los interruptores  $(S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S'_{a4})$  y apagar los interruptores restantes  $(S'_{a1}, S'_{a2}, S'_{a3}, S_{a4})$ .
3. Para obtener el nivel de salida  $v_a = 2V_{cc} = 3V_{cc} - V_{cc}$  se deben de activar los interruptores  $(S'_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S'_{a4})$  y apagar los interruptores restantes  $(S_{a1}, S'_{a2}, S'_{a3}, S_{a4})$ .
4. Para obtener el nivel de salida  $v_a = V_{cc}$  se deben de activar los interruptores  $(S_{a1}, S'_{a2}, S_{a3}, S_{a4})$  y apagar los interruptores restantes  $(S'_{a1}, S_{a2}, S'_{a3}, S'_{a4})$ .

5. Para obtener el nivel de salida  $v_a = 0$  se tienen, 4 combinaciones posibles para obtener el nivel requerido:
  - 5.1. Activando los interruptores  $(S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S_{a4})$  y apagar los interruptores restantes  $(S'_{a1}, S'_{a2}, S'_{a3}, S'_{a4})$  se obtiene  $v_a = 0$ .
  - 5.2. Activando los interruptores  $(S_{a1}, S_{a2}, S'_{a3}, S'_{a4})$  y apagar los interruptores restantes  $(S'_{a1}, S'_{a2}, S_{a3}, S_{a4})$  se obtiene  $v_a = 0$ .
  - 5.3. Activando los interruptores  $(S'_{a1}, S'_{a2}, S_{a3}, S_{a4})$  y apagar los interruptores restantes  $(S_{a1}, S_{a2}, S'_{a3}, S'_{a4})$  se obtiene  $v_a = 0$ .
  - 5.4. Activando los interruptores  $(S'_{a1}, S'_{a2}, S'_{a3}, S'_{a4})$  y apagar los interruptores restantes  $(S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S_{a4})$  se obtiene  $v_a = 0$ .
6. Para obtener el nivel de salida  $v_a = V_{cc}$  se deben de activar los interruptores  $(S'_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S_{a4})$  y apagar los interruptores restantes  $(S_{a1}, S'_{a2}, S'_{a3}, S'_{a4})$ .
7. Para obtener el nivel de salida  $v_a = -2V_{cc} = -3V_{cc} + V_{cc}$  se deben de activar los interruptores  $(S_{a1}, S'_{a2}, S'_{a3}, S_{a4})$  y apagar los interruptores restantes  $(S'_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S'_{a4})$ .
8. Para obtener el nivel de salida  $v_a = -3V_{cc}$  se deben de activar los interruptores  $(S_{a1}, S_{a2}, S'_{a3}, S_{a4})$  y apagar los interruptores restantes  $(S'_{a1}, S'_{a2}, S_{a3}, S'_{a4})$ .
9. Para obtener el nivel de salida  $v_a = -4V_{cc} = -3V_{cc} - V_{cc}$  se deben de activar los interruptores  $(S_{a1}, S'_{a2}, S_{a3}, S'_{a4})$  y apagar los interruptores restantes  $(S'_{a1}, S_{a2}, S'_{a3}, S_{a4})$ .

En la tabla 2.5 se muestran los niveles de voltaje y sus respectivos estados de conmutación correspondientes, representándose por estados lógicos (donde 1 representa el interruptor encendido y 0 representa el interruptor apagado). Se observa, para la generación de los 9 niveles de salida se tienen una gran variedad de combinaciones, teniendo como resultando estados redundantes, teniendo para 9 niveles un total de 12 combinaciones, como en los 2 convertidores vistos con anterioridad. Se tienen 4 pares de interruptores que se activan de forma complementaria activándose uno, mientras que el otro interruptor está apagado, siendo estos  $(S_{a1}, S'_{a1})$ ,  $(S_{a2}, S'_{a2})$ ,  $(S_{a3}, S'_{a3})$  y  $(S_{a4}, S'_{a4})$ . De esta manera, siempre se activan 4 interruptores a un mismo tiempo, para obtener los niveles de salida requeridos

**Tabla 2.5. Niveles de voltaje para un convertidor CBFCA potencia 3 y estados de conmutación.**

Estados de conmutación								Voltaje celda 1	Voltaje celda 2	Voltaje salida
Sa1	Sa2	S'a1	S'a2	Sa3	Sa4	S'3	S'4	Vc1	Vc2	VA
1	0	0	1	1	0	0	1	$V_{cc}$	$3V_{cc}$	$4V_{cc}$
0	1	1	0	1	0	0	1	0	$3V_{cc}$	$3V_{cc}$
1	0	0	1	1	0	0	1	$-V_{cc}$	$3V_{cc}$	$2V_{cc}$
1	0	0	1	1	1	0	0	$V_{cc}$	0	$V_{cc}$
1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0
0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0
0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0
0	1	1	0	1	1	0	0	$-V_{cc}$	0	$-V_{cc}$
1	0	0	1	0	1	1	0	$V_{cc}$	$-3V_{cc}$	$-2V_{cc}$
1	1	0	0	0	1	1	0	0	$-3V_{cc}$	$-3V_{cc}$
0	1	1	0	0	1	1	0	$-V_{cc}$	$-3V_{cc}$	$-4V_{cc}$

### 2.2.3.3 Ventajas y desventajas de la topología CFBC.

Como consecuencia del análisis de esta topología se concluyó lo siguiente [14-16]:

#### 1. Ventajas.

- 1.1. Requiere menor cantidad de componentes en comparación de la topología FCC y DCC para obtener la misma cantidad de niveles de voltaje de CA. Lo que implica, al tener que incrementar el número de niveles no se tendrá que incluir más diodos de velocidad rápida o capacitores auxiliares extra.
- 1.2. Los dispositivos de conmutación manejan solo el voltaje presente en una fuente de CD.
- 1.3. El voltaje de salida se incrementa conforme aumenta la cantidad de número de celdas, sin afectar el voltaje que soportan los dispositivos de conmutación.

#### 2. Desventajas.

2.1. Esta topología requiere fuentes de CD separadas para conversiones de potencia real, y con esto limita sus aplicaciones, especialmente, en aplicaciones eólicas.

### **2.3 Topologías propuestas de convertidores multinivel en cascada.**

Los convertidores multinivel se han presentado como una solución popular en el campo de la electrónica de potencia. Su forma de onda escalonada se aproxima a una senoidal, por lo que es posible obtener señales con menor distorsión sin necesidad de elevar la frecuencia de conmutación. No obstante, requieren de una cantidad elevada de transistores, circuitos de compuerta, capacitores de CD y fuentes de voltaje de CD aisladas entre sí [21]. Como consecuencia, el costo global del sistema se incrementa. De las 3 topologías básicas reportadas en la literatura, y estudiadas anteriormente, el convertidor DCC y CBFC han recibido una fuerte atención por parte de los investigadores. Con el objetivo de tener algunas mejoras de estas 3 topologías básicas, principalmente en la reducción de la gran cantidad de los componentes que conforman a estos convertidores multinivel, y con el objetivo de controlar más fácilmente a los dispositivos de conmutación, se busca que el convertidor a implementar sea más sencillo de controlar y de menor costo en su producción.

#### **2.3.1 Topología tipo T.**

En las referencias [22, 24] se propuso y se desarrolló una topología de convertidor monofásico de 7 niveles. Este convertidor es una mejora que fue propuesta a partir del convertidor DCC y se compone por un convertidor de tipo puente completo convencional y 2 dispositivos de conmutación bidireccional, reduciendo en gran medida, la complejidad del circuito de potencia. Esta topología presenta un costo reducido por requerir una menor cantidad de dispositivos de conmutación en comparación, con las 3 topologías convencionales (DCC, FCC y CFBC). El convertidor tipo T se muestra en la figura 2.11.

La topología propuesta requiere el uso de interruptores bidireccionales con la capacidad de bloqueo de voltaje y corriente en conducción en ambas direcciones. Varios arreglos pueden emplearse para crear tal interruptor bidireccional. La figura 2.12 presenta 3 tipos de conexiones para emplear un interruptor bidireccional. El interruptor mostrado en la figura 2.12 (a) es fácil de controlar, pero su desventaja es que la caída de voltaje sería demasiado alta cuando el interruptor está encendido. Esta caída de voltaje es la suma algebraica de los dos diodos de

recuperación rápida y de un transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT, por sus siglas en inglés). El interruptor mostrado en la figura 2.12 (b), soluciona el problema presente del interruptor anterior, pero necesita 2 IGBTs. Una posible desventaja sería de que cada interruptor necesitaría un circuito excitador de compuerta para cada interruptor, ocasionando que el circuito se incremente, perdiendo de esta forma la fiabilidad del sistema. La figura 2.12 (c) muestra el interruptor bidireccional formado por dos interruptores IGBTs, con un arreglo de emisor común, las pérdidas de conmutación son idénticas a la configuración mostrada en la figura 2.12 (b). La ventaja de esta última configuración sobre la anterior es que el interruptor bidireccional requiere solamente un circuito excitador de compuerta [23].

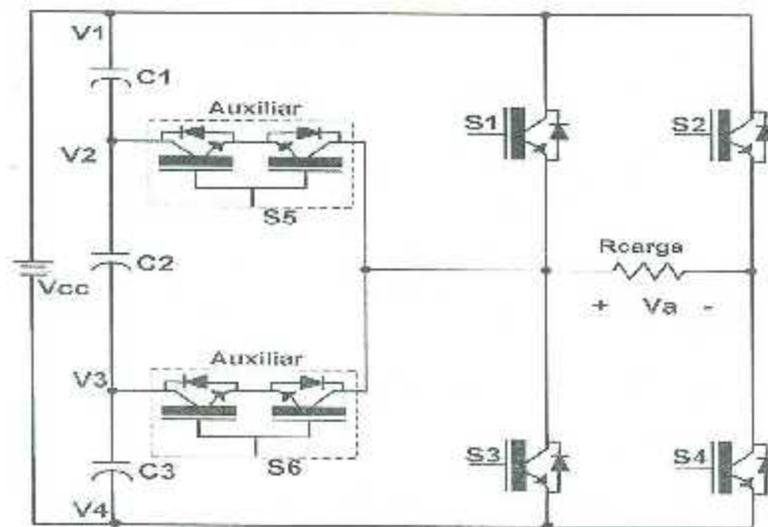


Figura 2.11. Convertidor multinivel tipo T monofásico de 7 niveles.

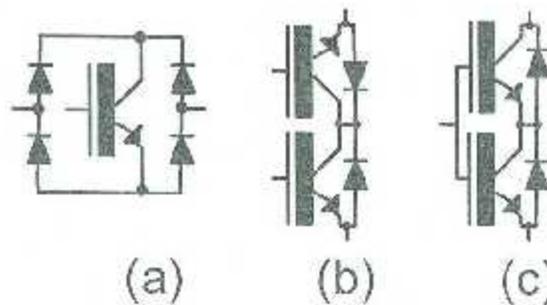
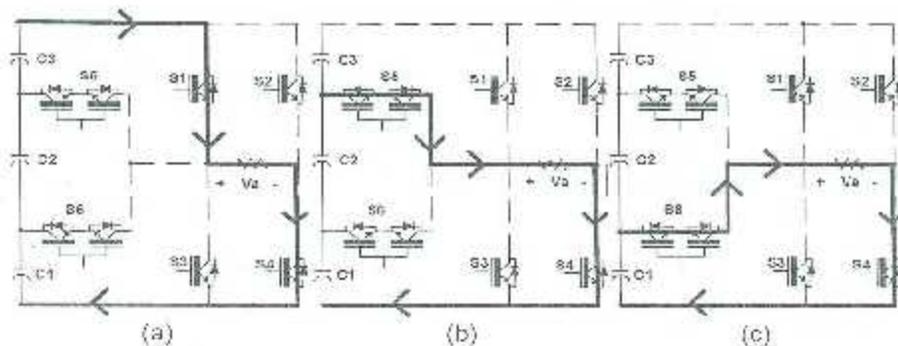


Figura 2.12. Configuraciones de interruptores bidireccionales.

### 2.3.1.1 Principios de operación.

Con el empleo de los arreglos bidireccionales permiten al convertidor sintetizar los 7 niveles de voltaje ( $V_{cc}$ ,  $2V_{cc}/3$ ,  $V_{cc}/3$ ,  $0$ ,  $-V_{cc}/3$ ,  $-2V_{cc}/3$ ,  $-V_{cc}$ ). Las configuraciones durante los diferentes estados de conmutación se muestran en la figura 2.13. Los estados de conmutación del convertidor tipo T son los siguientes:

1. Para obtener el nivel de salida  $v_a = V_{cc}$  (figura 2.13 (a)) se deben de activar los interruptores ( $S1, S4$ ) y apagar los interruptores ( $S2, S3, S5, S6$ ).
2. Para obtener el nivel de salida  $v_a = \frac{2V_{cc}}{3}$  (figura 2.13 (b)) se deben de activar los interruptores ( $S5, S4$ ) y apagar los interruptores ( $S1, S2, S3, S6$ ).
3. Para obtener el nivel de salida  $v_a = \frac{V_{cc}}{3}$  (figura 2.13 (c)) se deben de activar los interruptores ( $S6, S4$ ) y apagar los interruptores ( $S1, S2, S3, S5$ ).
4. Para obtener el nivel de salida  $V_a = 0$  (figura 2.13 (d)) se deben de activar los interruptores ( $S3, S4$ ) y apagar los interruptores ( $S1, S2, S5, S6$ ).
5. Para obtener el nivel de salida  $v_a = \frac{-V_{cc}}{3}$  (figura 2.13 (e)) se deben de activar los interruptores ( $S5, S2$ ) y apagar los interruptores ( $S1, S3, S4, S6$ ).
6. Para obtener el nivel de salida  $v_a = \frac{-2V_{cc}}{3}$  (figura 2.13 (f)) se deben de activar los interruptores ( $S6, S2$ ) y apagar los interruptores ( $S1, S3, S4, S5$ ).
7. Para obtener el nivel de salida  $V_a = -V_{cc}$  (figura 2.13 (g)) se deben de activar los interruptores ( $S2, S3$ ) y apagar los interruptores ( $S1, S4, S5, S6$ ).



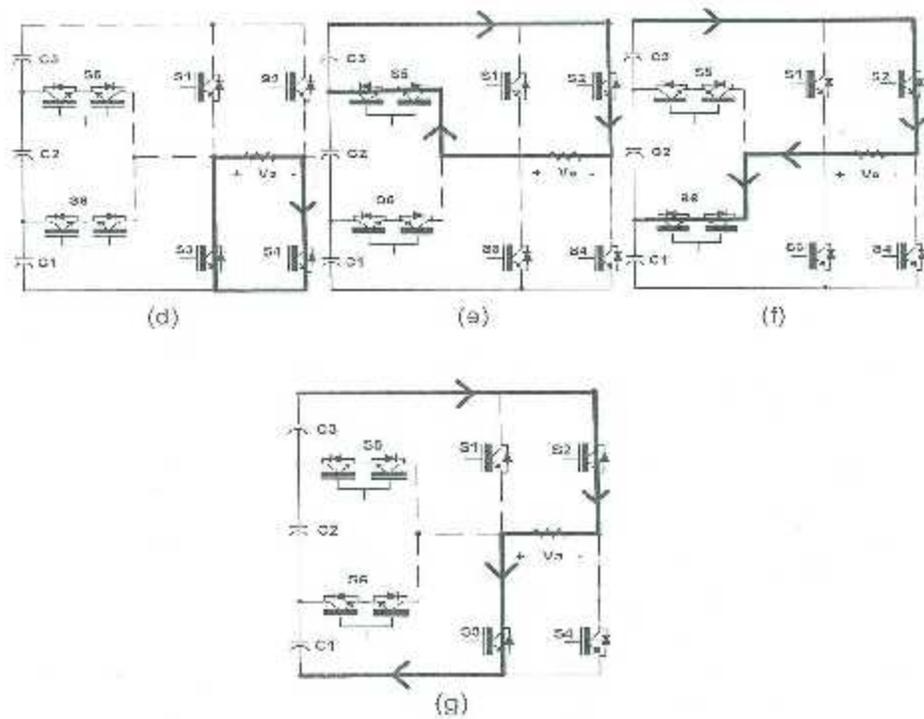


Figura 2.13. Estados de conmutación del convertidor tipo T.

### 2.3.2 Topología tipo RV.

El convertidor multinivel de voltaje en reversa (RV, por sus siglas en inglés) se propuso y se desarrolló en [24-26], el cual corresponde a una topología híbrida de 7 niveles. Este convertidor es una propuesta mejorada a partir del convertidor DCC y del convertidor CBFC, compuesta de dos etapas principales. La primera etapa llamada generación de nivel, es la encargada de la generación de los niveles de polaridad positiva. Esta etapa requiere interruptores de modulación de alta frecuencia para generar los niveles requeridos, estos interruptores tienen la capacidad de trabajar en alta frecuencia. La segunda etapa llamada generación de polaridad, responsable en generar la polaridad de la salida de voltaje, compuesto por un puente completo convencional. Estos interruptores de conmutación trabajan a bajas frecuencias (frecuencia de la línea). Esta topología combina ambas etapas (alta frecuencia y baja frecuencia), para generar las salidas de voltaje requeridos. Esta topología propuesta elimina los interruptores de conmutación responsables de la generación negativa. El convertidor se ilustra en la figura 2.14.

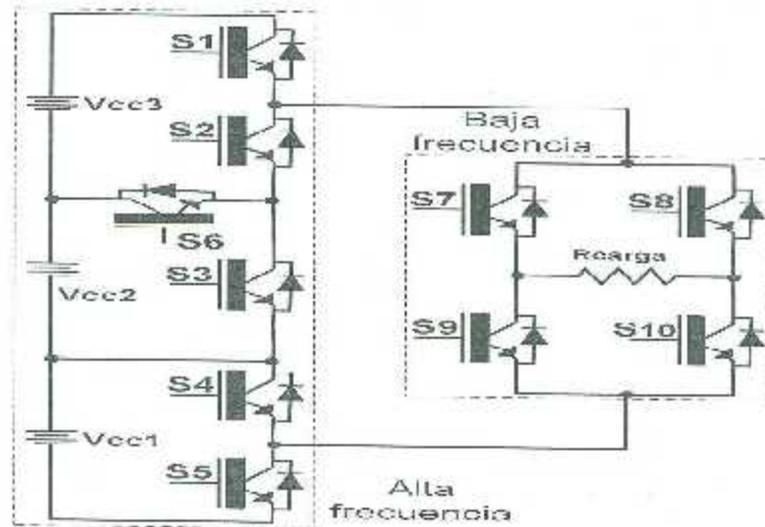


Figura 2.14. Convertidor multinivel tipo RV monofásico de 7 niveles.

### 2.3.2.1 Principios de operación.

Con el empleo de esta topología se pueden sintetizar 7 niveles de voltaje ( $3V_{cc}$ ,  $2V_{cc}$ ,  $V_{cc}$ ,  $0$ ,  $-V_{cc}$ ,  $-2V_{cc}$ ,  $-3V_{cc}$ ). Para esta topología, los estados de conmutación en la generación de niveles con polaridad positiva se muestran en la figura 2.14. Los estados de conmutación del convertidor tipo RV son los siguientes:

1. Para obtener el nivel de salida  $v_a = 3V_{cc}$  (figura 2.13 (a)) se deben de activar los interruptores (S1, S5) y apagar los interruptores (S2, S3, S4, S6).
2. Para obtener el nivel de salida  $v_a = 2V_{cc}$  se tienen, 2 combinaciones posibles para obtener este nivel requerido:
  - 2.1. Activando los interruptores (S2, S5, S6) y apagando los interruptores restantes (S1, S3, S4).
  - 2.2. Activando los interruptores (S1, S4) y apagando los interruptores restantes (S2, S3, S5, S6).
3. Para obtener el nivel de salida  $v_a = V_{cc}$  se tienen, 2 combinaciones posibles para obtener este nivel requerido:
  - 3.1. Activando los interruptores (S2, S3, S5) y apagando los interruptores restantes (S1, S4, S6).

- 3.2. Activando los Interruptores ( $S_2, S_4, S_6$ ) y apagando los interruptores restantes ( $S_1, S_3, S_5$ ).
4. Para obtener el nivel de salida  $v_a = 3V_{cc}$  (figura 2.13 (a)) se deben de activar los interruptores ( $S_1, S_5$ ) y apagar los interruptores ( $S_2, S_3, S_4, S_6$ ).

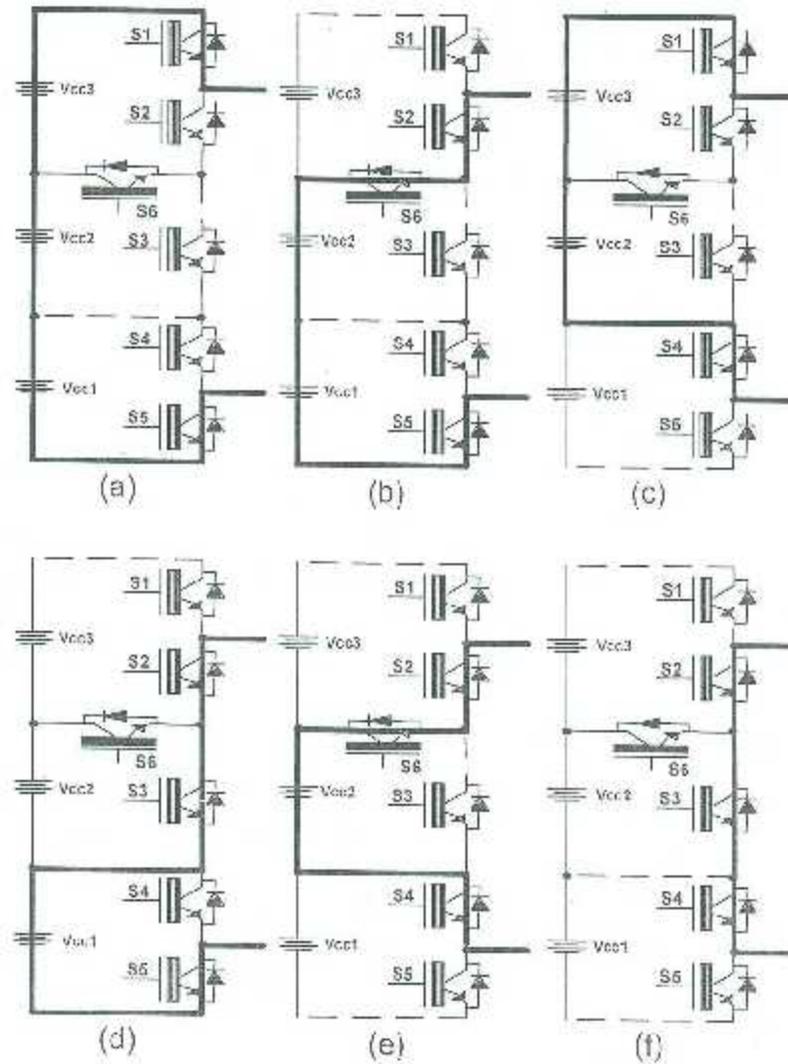


Figura 2.15. Estados de conmutación del convertidor tipo RV.

## Capítulo 3

# Generador síncrono de imanes permanentes

### 3.1. Introducción

Los generadores síncronos (SGs, por sus siglas en inglés) son mundialmente usados en sistemas de generación de energía eléctrica, principalmente por medio de turbinas hidráulicas y térmicas, representándose como un convertidor electromecánico de energía conformado por una pieza móvil (rotor o inductor) y una pieza estática (estator o inducido) excitado por corriente continua, las cuales están separadas por el entrehierro. Su funcionamiento se basa en el fenómeno de inducción electromagnética, donde la producción de energía se logra por medio del movimiento relativo entre los conductores del estator y el flujo magnético del rotor [27]. Los SGs se pueden clasificar en dos categorías, dependiendo de la generación del flujo en el rotor: generadores síncronos con rotor bobinado (WRSGs, por sus siglas en inglés) y generadores síncronos de imanes permanentes (PMSGs, por sus siglas en inglés). En los WRSGs el flujo del rotor es generado por el campo del rotor bobinado, mientras que el PMSGs usan imanes permanentes para producir el flujo del rotor, por lo tanto son máquinas eléctricas sin escobillas, logrando de esta manera una mayor densidad de potencia [28].

En los sistemas eólicos de generación de baja y mediana potencia son empleados en su mayoría los PMSGs; debido al rango de velocidad que estos tienen, no es necesario el uso de un tren de engranes entre el eje de la turbina y el eje del generador, debido a que estas máquinas poseen una gran cantidad de número de pares de polos en el rotor de la máquina. Las ventajas que este tipo de generador ofrece son [29]:

1. Alta eficiencia, debido principalmente a la ausencia de los devanados del rotor y las escobillas presentes en la máquina WRSG, reduciendo las pérdidas en los devanados del rotor.
2. Alta relación par versus volumen.

3. Alta densidad de flujo magnético.
4. Alta relación de aceleración y desaceleración.
5. Bajo costo de mantenimiento.
6. Estructura compacta.

Los principales inconvenientes con el empleo de este tipo de generador es su elevado costo inicial, su limitada temperatura de operación, y de tener el riesgo de perder las propiedades de magnetización en los imanes en caso de producirse sobre corrientes en la máquina. Mencionando las ventajas presentes de esta máquina, hace que los PMSGs cada vez sean de mayor interés en la investigación de los materiales que los componen y de esta forma, solucionar las desventajas presentes en esta máquina [29-31].

### 3.2 Clasificación del PMSG.

Las clasificaciones más importantes del PMSG sería la forma del rotor y de la distribución del entrehierro a lo largo del perímetro del rotor, y principalmente la ubicación de los imanes permanentes. La forma en la que se encuentran montados los imanes, da como resultado la producción de diferentes valores de inductancia en el sistema, existiendo de esta manera dos tipos de PMSG, mostrados en la figura 3.1 [29].

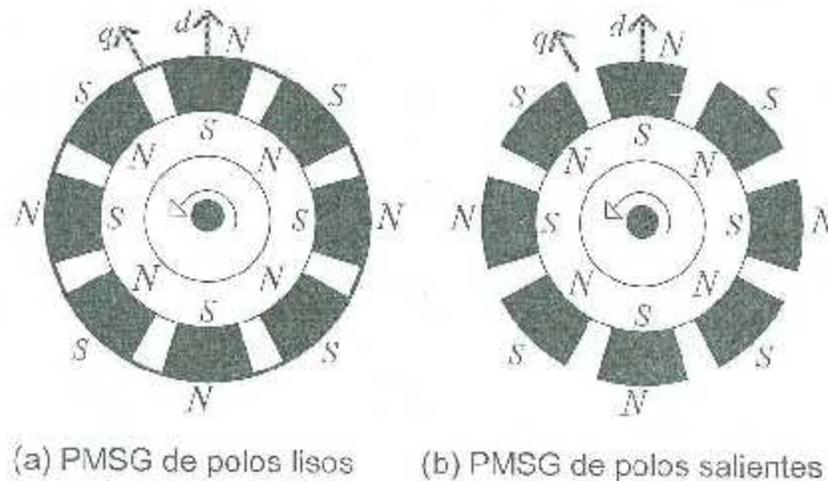


Figura 3.1. Configuraciones básicas del PMSG

### **3.2.1 PMSG de imanes montados en la superficie.**

En este tipo de máquina los imanes se encuentran montados en la superficie como se muestra en la figura 3.1 (a). Este tipo de máquinas poseen mayor densidad de potencia, debido a que el flujo en el entrehierro es alto y el estator está uniformemente distribuido sobre la superficie del rotor. La robustez mecánica de la máquina es baja, siendo esta su principal desventaja al no ser empleado en aplicaciones de alta velocidad.

### **3.2.2 PMSG de imanes interiores.**

En los PMSG de imanes interiores, poseen una superficie en el rotor cilíndrica como se muestra en la figura 3.1 (b). Este tipo de máquinas son más robustas mecánicamente en comparación de la máquina de imanes montados en la superficie, por lo tanto, este tipo de generador puede emplearse en aplicaciones de muy altas velocidades. En el caso del comportamiento magnético del generador es muy similar al de imanes montados en la superficie, ya que los espacios de los imanes permanentes están compuesto por material ferromagnético en el rotor.

### **3.3 Modelo dinámico del PMSG trifásico.**

El análisis de un PMSG es muy similar al análisis de un SG clásico, siendo la excitación en el rotor la única diferencia. El estator del PMSG y el de un WRSG son iguales y además no se tienen diferencias entre los flujos magnéticos producidos por los imanes permanentes y el flujo magnético producido por la bobina de excitación, para el caso de un WRSG [28].

Existen algunas simplificaciones para el análisis dinámico para un PMSG encontrados en la literatura, y son empleados para aumentar la validez del modelo del PMSG ideal, en el rango del funcionamiento de un generador real. Estas suposiciones son [32-36]:

1. En los devanados del generador se supone que presentan una distribución espacial de forma de onda senoidal.
2. No se consideran efectos térmicos en los devanados del estator, ni en los imanes permanentes montados en el rotor.

3. El material ferromagnético tiene un comportamiento lineal para la simplificación del análisis. Por lo tanto, no se toman en cuenta la saturación de los materiales ferromagnéticos.
4. Las corrientes de Eddy, las pérdidas por histéresis y las pérdidas en el entrehierro se desprecian.

Teniendo en cuenta estas consideraciones, se simplifica el análisis del PMSG.

### 3.3.1 Ecuaciones de voltaje y par en marcos de referencia *abc*.

Tomando en cuenta las suposiciones y simplificaciones, es posible obtener las ecuaciones eléctricas del generador en su forma vectorial. A partir de la segunda ley de Kirchhoff aplicada al diagrama eléctrico de los devanados de estator mostrado en la figura 3.2, se obtienen las ecuaciones diferenciales de los voltajes para cada devanado del estator, representadas por [37-38]:

$$V_{abc} = -R_s I_{abc} + p\lambda_{abc} \quad (3.1)$$

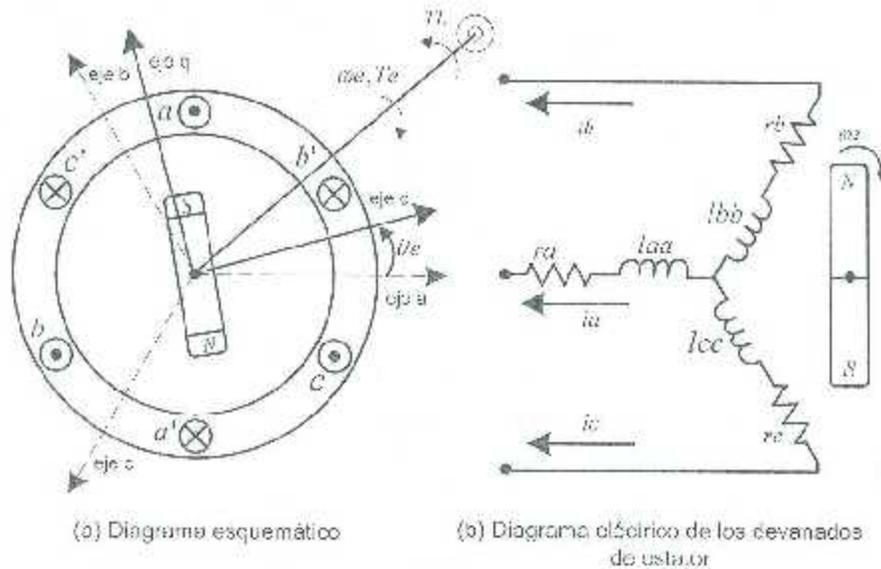


Figura 3.2. Representación de PMSG trifásico.

donde  $\mathbf{V}_{abcS}$  es el vector de voltajes del estator,  $\mathbf{R}_s$  es la matriz de resistencia del estator,  $\mathbf{I}_{abcS}$  es el vector de corrientes del estator, el subíndice  $p$  representa la derivada con respecto al tiempo ( $\frac{d}{dt}$ ) y  $\boldsymbol{\lambda}_{abcS}$  es el vector de enlaces de flujos magnéticos tanto para el estator como para el rotor. Los vectores y matrices de la ecuación (3.1) se definen en (3.2).

$$\mathbf{V}_{abcS} = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; \quad \mathbf{I}_{abcS} = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; \quad \boldsymbol{\lambda}_{abcS} = \begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

El vector de enlaces de flujos  $\boldsymbol{\lambda}_{abcS}$  está compuesto por el producto de la corriente y la inductancia de cada una de las tres fases del estator y el enlace de flujo generado por los imanes permanentes localizados en el rotor expresados en (3.3):

$$\boldsymbol{\lambda}_{abcS} = \boldsymbol{\lambda}_{abcS/L} + \boldsymbol{\lambda}_{abc/r} \quad (3.3)$$

De la ecuación anterior,  $\boldsymbol{\lambda}_{abcS/L}$  es el enlace de flujo creado por las corrientes provenientes del estator, y está definido por (3.4):

$$\boldsymbol{\lambda}_{abcS/L} = - \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \mathbf{I}_{abcS} \quad (3.4)$$

donde  $L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$  son las inductancias propias de los devanados de las fases  $a, b$  y  $c$  respectivamente. Y  $L_{ab}, L_{ac}, L_{ba}, L_{bc}, L_{ca}, L_{cb}$  son las inductancias mutuas para cada una de las fases anteriormente mencionadas.

Por otra parte, la expresión  $\boldsymbol{\lambda}_{abc/r}$  de la ecuación (3.3), representa el flujo creado por los imanes permanentes del rotor, y se define por medio de la ecuación (3.5).

$$\lambda_{abc/r} = \lambda_r \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

donde  $\lambda_r$  representa la magnitud del flujo magnético producido por los imanes, expresado en (V/rad/s), dependiendo de la posición eléctrica del generador  $\theta_e$ , expresado en rad. La magnitud del flujo magnético  $\lambda_r$ , depende de la posición  $\theta_e$  y de la cantidad de pares de polos del PMSG.

Las inductancias propias de los devanados del estator de la ecuación (3.4), pueden escribirse como:

$$\begin{aligned} L_{aa} &= L_{ls} + L_A - L_B \cos 2(\theta_e) \\ L_{bb} &= L_{ls} + L_A - L_B \cos 2(\theta_e + \frac{\pi}{3}) \\ L_{cc} &= L_{ls} + L_A - L_B \cos 2(\theta_e - \frac{\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.6)$$

donde  $L_l$  representa la inductancia de dispersión para cada una de las fases, igual para ambos casos.  $L_A$  y  $L_B$  se definen por medio de las ecuaciones (3.7) y (3.8).

$$L_A = \left(\frac{N_s}{2}\right)^2 \pi \mu_0 \gamma l \epsilon_1 \quad (3.7)$$

$$L_B = \left(\frac{N_s}{2}\right)^2 \pi \mu_0 \gamma l \epsilon_2 \quad (3.8)$$

donde  $\gamma$  es el radio del centro de la máquina, hasta el final de la circunferencia interna del estator,  $N_s$  es el número de vueltas del estator y  $l$  es la longitud axial del entrehierro de la máquina.  $\mu_0$  es la permeabilidad relativa del aire ( $4\pi \times 10^{-7} \text{ NA}^{-2}$ ),  $\epsilon_1, \epsilon_2$  se definen en [33];

$$\begin{aligned}\varepsilon_1 &= \frac{1}{2} \left( \frac{1}{g_{\min}} + \frac{1}{g_{\max}} \right) \\ \varepsilon_2 &= \frac{1}{2} \left( \frac{1}{g_{\min}} - \frac{1}{g_{\max}} \right)\end{aligned}\quad (3.9)$$

donde  $g_{\min}$  y  $g_{\max}$  conforman la longitud del entrehierro mínima y máxima respectivamente. Las inductancias mutuas para cada uno de los devanados del estator se expresan mediante la ecuación (3.10):

$$\begin{aligned}L_{ab} &= L_{ba} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_e - \frac{\pi}{3}\right) \\ L_{ac} &= L_{ca} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_e + \frac{\pi}{3}\right) \\ L_{bc} &= L_{cb} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_e)\end{aligned}\quad (3.10)$$

Finalmente, el vector de flujos  $\lambda_{abc}$  de la ecuación (3.3) se expresa de la siguiente forma:

$$\lambda_{abc} = \begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} = -L_m \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \lambda_r \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}\quad (3.11)$$

donde la matriz  $L_m$  está definida por la ecuación (3.12).

$$L_m = \begin{bmatrix} L_{is} + L_A - L_B \cos 2(\theta_e) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_e - \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_e + \frac{\pi}{3}\right) \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_e - \frac{\pi}{3}\right) & L_{is} + L_B - L_A \cos 2\left(\theta_e + \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_e) \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_e + \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_e) & L_{is} + L_A - L_B \cos 2\left(\theta_e - \frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix}\quad (3.12)$$

Para el caso de un PMSG de imanes montados en la superficie se cumple que la longitud de entrehierro máxima y mínima son iguales ( $g_{min} = g_{max}$ ), teniendo estos 2 términos iguales se tendría  $\varepsilon_2 = 0$  para la ecuación (3.9), por lo tanto, las inductancias propias y mutuas de cada una de las fases que conforman la matriz  $\mathbf{L}_m$ , no dependen de  $\theta_e$ , simplificando estas expresiones de la ecuación (3.12) se tiene:

$$\mathbf{L}_m = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_A & -\frac{1}{2}L_A & -\frac{1}{2}L_A \\ -\frac{1}{2}L_A & L_{ls} + L_A & \frac{1}{2}L_A \\ \frac{1}{2}L_A & \frac{1}{2}L_A & L_{ls} + L_A \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

La expresión para el par electromagnético  $T_e$  se calcula como la derivada parcial de la coenergía  $\frac{\partial W_c}{\partial \theta_e}$  en el campo de acoplamiento respecto de la posición  $\theta_e$  para un sistema magnético lineal acoplado [33].

$$T_e = - (P_p) \frac{\partial W_c}{\partial \theta_e} \quad (3.14)$$

$$W_c = \frac{1}{2} \mathbf{I}_{abc}^T \mathbf{L}_s \mathbf{I}_{abc} + \mathbf{I}_{abc}^T \boldsymbol{\lambda}_{abc/r} + W_{pm} \quad (3.15)$$

donde  $W_{pm}$  es la energía en el campo de acoplamiento debido a la presencia de los imanes permanentes montados en el rotor,  $P_p$  representa la cantidad de pares de polos del PMSG y el subíndice  $T$  representa la transpuesta de una matriz, para este caso, se obtiene la transpuesta del vector de corriente  $\mathbf{I}_{abc}$ . Sustituyendo la ecuación (3.15) en (3.14) y despreciando cualquier cambio ocurrido en la posición  $\theta_e$  en  $W_{pm}$ , el par electromagnético se expresa [33]:

$$T_c = -\left(\frac{P}{2}\right) \left( \begin{array}{l} \frac{L_{md} - L_{mq}}{3} \left( \left( I_{as}^2 - \frac{1}{2}I_{bs}^2 - \frac{1}{2}I_{cs}^2 - I_{as}I_{bs} - I_{as}I_{cs} + 2I_{bs}I_{cs} \right) \sin 2\theta_r \right. \\ \left. + \frac{\sqrt{3}}{2} (I_{bs}^2 - I_{cs}^2 - 2I_{as}I_{bs} + 2I_{as}I_{cs}) \cos 2\theta_r \right) \\ \left. + \lambda_r \left( \left( I_{as} - \frac{1}{2}I_{bs} - \frac{1}{2}I_{cs} \right) \cos \theta_r + \frac{\sqrt{3}}{2} (I_{bs} - I_{cs}) \sin \theta_r \right) \right) \quad (3.16)$$

donde  $L_{md}$  y  $L_{mq}$  son:

$$\begin{aligned} L_{ms} &= \frac{3}{2} (L_A + L_B) \\ L_{md} &= \frac{3}{2} (L_A - L_B) \end{aligned} \quad (3.17)$$

Del análisis anterior, se presentan algunas características que dificultan el modelado del PMSG en coordenadas  $abc$  [35-39].

1. Algunas inductancias varían con la posición  $\theta_e$ .
2. Existe acoplamiento mutuo entre las inductancias de cada una de las fases trifásicas.
3. La solución de ecuaciones diferenciales en variables de fase contiene parámetros que son variantes con la posición  $\theta_e$ . Ocasionando que la solución de la ecuación diferencial se vuelva compleja.

### 3.3.2 Ecuaciones de voltaje y par en marco de referencia $dq0$ .

El marco de referencia síncrono permite transformar un sistema de tres ejes a uno de dos ejes, lo cual reduce la complejidad del sistema bajo estudio. Al cambiar el marco de referencia del modelo del PMSG ( $abc - dq0$ ), se tiene las siguientes ventajas:

1. Los parámetros variantes con la posición  $\theta_e$  se convierten en constantes.
2. Los acoplamientos mutuos se eliminan y da lugar a circuitos desacoplados.
3. La solución de ecuaciones diferenciales se facilita, ya que al realizar la transformación a dos ejes se manipulan parámetros constantes.

Para obtener las ecuaciones del generador en el sistema de marco de referencia síncrono es necesario utilizar la transformada de Park [40-41], donde un vector en sistemas de coordenadas  $abc$  puede ser convertida en un vector al sistema de referencia síncrono  $dq0$  y viceversa, mostradas en la ecuación (3.18).

$$\begin{aligned} \mathbf{f}_{dq0s} &= \mathbf{K}_{s1} \mathbf{f}_{abc} \\ \mathbf{f}_{abc} &= (\mathbf{K}_{s1})^{-1} \mathbf{f}_{dq0s} \end{aligned} \quad (3.18)$$

donde la matriz  $\mathbf{f}$  representa las variables eléctricas del PMSG (voltaje, corriente y enlaces de flujo). Finalmente, empleando la matriz de transformación ( $\mathbf{K}_{s1}$ ), para la transformación de componentes trifásicos ( $abc$ ), a componentes de referencia síncronos (eje directo  $d$ , el eje en cuadratura  $q$  y componente 0) y empleando la matriz inversa ( $\mathbf{K}_{s1})^{-1}$ , para la transformación de componentes de referencia síncronos a componentes trifásicos. Estas dos matrices se representan por medio de las ecuaciones (3.19) y (3.20).

$$\mathbf{K}_{s1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta_e) & -\text{sen}(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$(\mathbf{K}_{s1})^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\text{sen}(\theta_e) & 1 \\ \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Pre-multiplicando la ecuación del modelo del PMSG (ecuación (3.1)), por la matriz de transformación  $\mathbf{K}_{s1}$ , se obtiene la siguiente expresión [39]:

$$\mathbf{K}_{s1} \mathbf{V}_{abc} = -\mathbf{K}_{s1} \mathbf{R}_s \mathbf{I}_{abc} + \mathbf{K}_{s1} p \lambda_{abc} \quad (3.21)$$

Reescribiendo la ecuación anterior, y empleando las dos expresiones de la ecuación (3.18) además aplicando la regla de la cadena para el término donde emplea el uso de la derivada  $p$  se obtienen las siguientes ecuaciones [32]:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{dq0s} &= -\mathbf{K}_{s1} \mathbf{R}_s (\mathbf{K}_{s1})^{-1} \mathbf{I}_{dq0s} \\ &- \mathbf{K}_{s1} p [(\mathbf{K}_{s1})^{-1}] \lambda_{dq0s} + \mathbf{K}_{s1} (\mathbf{K}_{s1})^{-1} p \lambda_{dq0s} \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$\lambda_{dq0s} = -\mathbf{K}_{s1} \mathbf{L}_m (\mathbf{K}_{s1})^{-1} \mathbf{I}_{dq0s} + \mathbf{K}_{s1} \lambda_{abc/r} \quad (3.23)$$

donde  $\mathbf{V}_{dq0s}$ ,  $\mathbf{I}_{dq0s}$  y  $\lambda_{dq0s}$  son las variables eléctricas del PMSG transformadas en el marco de referencia síncrono  $dq0$ , tanto para el voltaje, corriente y enlace de flujo respectivamente. Los vectores y matrices de las variables eléctricas anteriormente mencionadas se definen en la ecuación (3.24).

$$\mathbf{V}_{dq0s} = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{0s} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; \quad \mathbf{I}_{dq0s} = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{0s} \end{bmatrix}; \quad \lambda_{dq0s} = \begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \\ \lambda_{0s} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

El resto de términos de la ecuación anterior, se definen por medio del conjunto de ecuaciones descritas en:

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_{s1} \mathbf{R}_s (\mathbf{K}_{s1})^{-1} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \\ \mathbf{K}_{s1} p [(\mathbf{K}_{s1})^{-1}] &= \begin{bmatrix} 0 & \omega_e & 0 \\ -\omega_e & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{K}_{s1} \mathbf{L}_m (\mathbf{K}_{s1})^{-1} &= \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2}(L_A - L_B) & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3}{2}(L_A + L_B) & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \\ \mathbf{K}_{s1} \lambda_{abc/r} = \lambda_{dq0/r} &= \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.25)$$

Por lo general, para los generadores eléctricos de corriente alterna trifásicos (tanto para generadores síncronos y asíncronos), sin importar su tipo de conexión delta o estrella, la componente homopolar es despreciable, dado que se considera un sistema trifásico equilibrado ( $V_a + V_b + V_c = 0$ ) y ( $i_a + i_b + i_c = 0$ ), por lo tanto, es posible considerar que las componentes homopolares  $V_0 = 0$  y  $i_0 = 0$  [32]. Rescribiendo el modelo del PMSG, a partir de las ecuaciones (3.24) y (3.25) se obtienen el circuito eléctrico en marcos de referencia síncrono mostrado en la figura 3.3. Las ecuaciones de voltaje del PMSG en marcos de referencia  $dq$  se escriben de la siguiente forma [28]:

$$\begin{aligned} V_{ds} &= -R_s i_{ds} - \omega_e \lambda_{qs} + p \lambda_{ds} \\ V_{qs} &= -R_s i_{qs} + \omega_e \lambda_{ds} + p \lambda_{qs} \end{aligned} \quad (3.26)$$

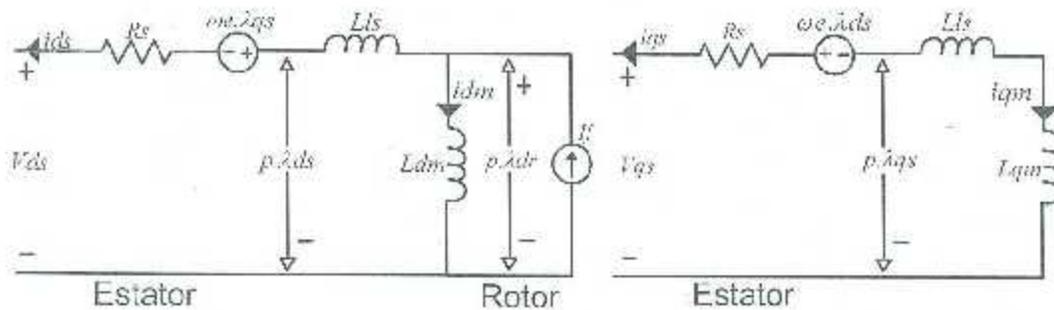


Figura 3.3. Circuito eléctrico del PMSG en marcos de referencia síncrono.

Los enlaces de flujo del estator para el eje directo  $d$  y eje en cuadratura  $q$  se escriben a partir de la ecuación (3.27).

$$\begin{aligned} \lambda_{ds} &= -L_{ls} i_{ds} + L_{am} (I_f - i_{ds}) = -L_d i_{ds} + \lambda_f \\ \lambda_{qs} &= -(L_{ls} + L_{qm}) i_{qs} = -L_q i_{qs} \end{aligned} \quad (3.27)$$

donde  $L_d$  y  $L_q$  se define como la inductancia del eje directo y eje en cuadratura del PMSG, definiéndose estos términos a partir de la ecuación (3.28):

$$\lambda_r = L_{am} I_f$$

$$L_d = l_{ls} + L_{dm} = L_{ls} + \frac{3}{2}(L_A - L_B) \quad (3.28)$$

$$L_q = l_{ls} + L_{qm} = L_{ls} + \frac{3}{2}(L_A + L_B)$$

Sustituyendo la ecuación (3.27) en (3.26), se considera que  $p\lambda_r = 0$  debido a que la corriente de magnetización  $I_f$  es un término constante. Para el caso del PMSG esta corriente es generada por los imanes permanentes. Obteniéndose de esta forma, las siguientes ecuaciones de voltaje para el generador:

$$V_{ds} = -R_s i_{ds} + \omega_e L_q i_{qs} - L_d p i_{ds}$$

$$V_{qs} = -R_s i_{qs} - \omega_e L_d i_{ds} + \omega_e \lambda_r - L_q p i_{qs} \quad (3.29)$$

La figura 3.4 muestra el modelo simplificado del PMSG, que se deriva en base a la ecuación (3.29). El modelado del generador síncrono señala [28]:

1. El modelo simplificado es preciso ya que no se hizo ninguna suposición durante la derivación del modelo simplificado. El análisis del desempeño basado en el modelo general y en modelo simplificado deben de dar resultados idénticos.
2. El modelo del generador síncrono es válido para ambos tipos de máquinas, como el de la máquina WRSG y para el PMSG. Para una corriente de campo dada  $I_f$  en el WRSG, el enlace de flujo en el rotor puede ser calculado por  $\lambda_r = L_{am} * I_f$ . Para el PMSG, el enlace flujo del rotor  $\lambda_r$ , es producido por los imanes permanentes.
3. El modelo es también válido para ambos generadores síncronos, polos salientes y polos no salientes. Para un generador de polos no salientes, las inductancias síncronas en el eje  $dq$ ,  $L_d$  y  $L_q$ , son iguales, mientras, estas inductancias son diferentes para el generador de polos salientes. La inductancia síncrona en el eje  $d$  del PMSG es usualmente pequeña comparada con la del eje  $q$  ( $L_d < L_q$ ). Como fue en el caso del análisis anterior en coordenadas trifásicas.

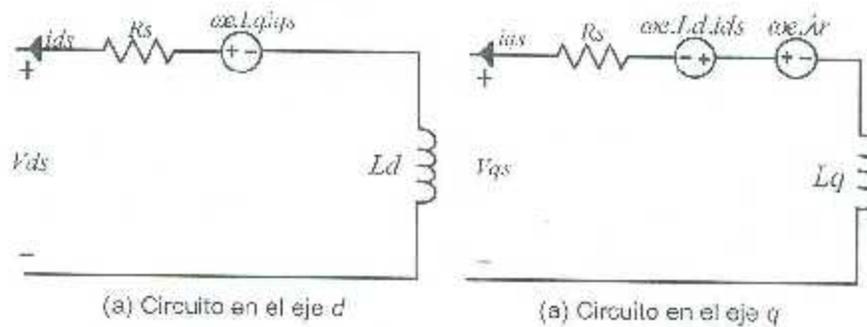


Figura 3.4. Circuito eléctrico simplificado del PMSG en marcos de referencia síncrono.

La expresión del par electromagnético  $T_e$  en coordenadas  $dq$ , se obtiene pre multiplicando la ecuación (3.16) con las matrices de  $\mathbf{K}_{s1}$  y  $(\mathbf{K}_{s1})^{-1}$ , resultando la siguiente expresión [33]:

$$T_e = -\frac{3P_p}{2} (i_{qs} \lambda_{ds} - i_{ds} \lambda_{qs}) \quad (3.30)$$

Para obtener la expresión de par electromagnético  $T_e$  para el PMSG, en función de los enlaces de flujo ( $\lambda_{ds}$  y  $\lambda_{qs}$ ), se sustituye (3.27) en la ecuación anterior. El par electromagnético se obtiene en función de inductancias ( $L_d$  y  $L_q$ ).

$$T_e = -\frac{3P_p}{2} (i_{qs} \lambda_r + (L_q - L_d) i_{ds} i_{qs}) \quad (3.31)$$

La ecuación mecánica de la máquina se expresa en función del par mecánico  $T_m$  y la velocidad angular de la máquina  $\omega_m$ .

$$T_m = T_e + B\omega_m + Jp\omega_m \quad (3.32)$$

donde  $J$  es el momento de inercia y  $B$  es el coeficiente de fricción viscosa. La relación entre la velocidad eléctrica  $\omega_e$  y la velocidad mecánica angular  $\omega_r$ , depende de la cantidad del número de pares de polos del generador  $P_p$ , tal como se muestra a continuación:

$$P_p \omega_r = \omega_e \quad (3.33)$$

La posición eléctrica del PMSG se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$\frac{d\theta_e}{dt} = \omega_e \quad (3.34)$$

Para derivar el modelo de un PMSG para una simulación dinámica, en términos de inductancias ( $L_d$  y  $L_q$ ), la ecuación (3.29) se ordena como:

$$\begin{aligned} i_{ds} &= \frac{1}{L_d s} (-V_{ds} - R_s i_{ds} + \omega_e L_q i_{qs}) \\ i_{qs} &= \frac{1}{L_q s} (-V_{qs} - R_s i_{qs} - \omega_e L_d i_{ds} + \omega_e \lambda_r) \end{aligned} \quad (3.35)$$

El subíndice  $\frac{1}{s}$  representa el uso de la integral, en su representación de frecuencia compleja en términos de Laplace. El modelo de la máquina, como en el caso anterior, pero en términos de enlaces de flujo ( $\lambda_{ds}$  y  $\lambda_{qs}$ ), resulta en:

$$\begin{aligned} \lambda_{ds} &= \frac{1}{s} (-V_{ds} - R_s i_{ds} - \omega_e \lambda_q) \\ \lambda_{qs} &= \frac{1}{s} (-V_{qs} - R_s i_{qs} - \omega_e \lambda_d) \end{aligned} \quad (3.36)$$

Basado en las ecuaciones (3.35) y (3.36), el diagrama a bloques para la simulación computacional del PMSG mostrado en la figura 3.5.

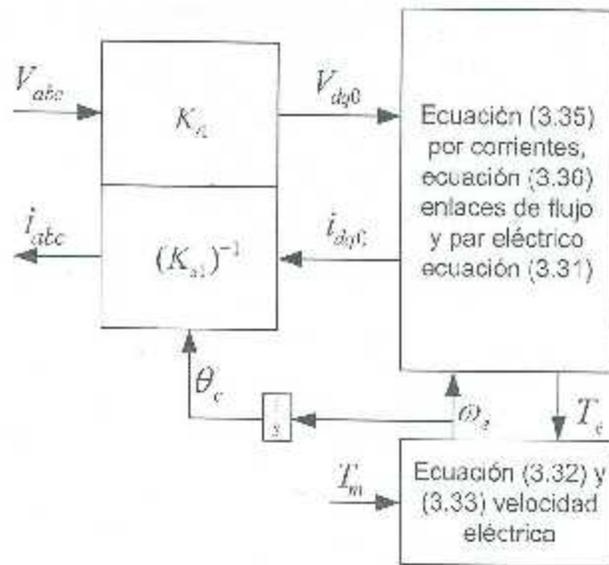


Figura 3.5. Diagrama general del PMSG.

### 3.4 Máquinas síncronas polifásicas.

Las máquinas de múltiples fases (mayor a 3 fases) han sido estudiadas desde finales de 1960, aunque recientemente se ha vuelto a tener un gran interés como sustituto a los sistemas trifásicos convencionales, sobre todo en aplicaciones de velocidad variable [43]. Cuando se empezó a estudiar las máquinas eléctricas se optó por el modelo trifásico, debido principalmente a [44]:

- 1) Las máquinas que tienen múltiples fases funcionan o presentan las mismas características a las de una máquina trifásica.
- 2) La producción de motores trifásicos en masa tienen el costo por unidad más bajo, lo cual ha conducido a la estandarización del modelo de máquina trifásica.
- 3) La potencia monofásica es oscilante, a partir de 3 fases se hace más estable.
- 4) Con una configuración delta abierta, se puede asegurar el funcionamiento de la máquina en caso de perder una fase [44].

En la literatura, se pueden encontrar diferentes modelos basados en máquinas de inducción y síncronas (PMSG). Cada una de estas máquinas con  $m$  números de fases, generalmente para 5 en adelante [43-45]. La máquina polifásica más común es la máquina de 6 fases que utiliza básicamente dos conjuntos independientes de devanados de 3 fases, separados uno del otro,

con un ángulo  $\beta$  en el espacio; la idea principal es hacer dos sistemas de 3 fases eléctricamente independiente, de tal forma que cuando ocurra una falla en un sistema el otro no se vea afectado (ver figura 3.6). Las principales ventajas de una máquina de 6 fases en comparación a una máquina convencional trifásica son [46]:

- 1) Menor ruido que en un sistema trifásico, al tener el mismo nivel de potencia.
- 2) Mayor eficiencia.
- 3) Se reducen en mayor medida, los requerimientos de mantenimiento.
- 4) Mayor vida útil.
- 5) Menor EMI.
- 6) Mayor estabilidad que en los sistemas trifásicos.
- 7) Se reduce el rango de corriente por fase.

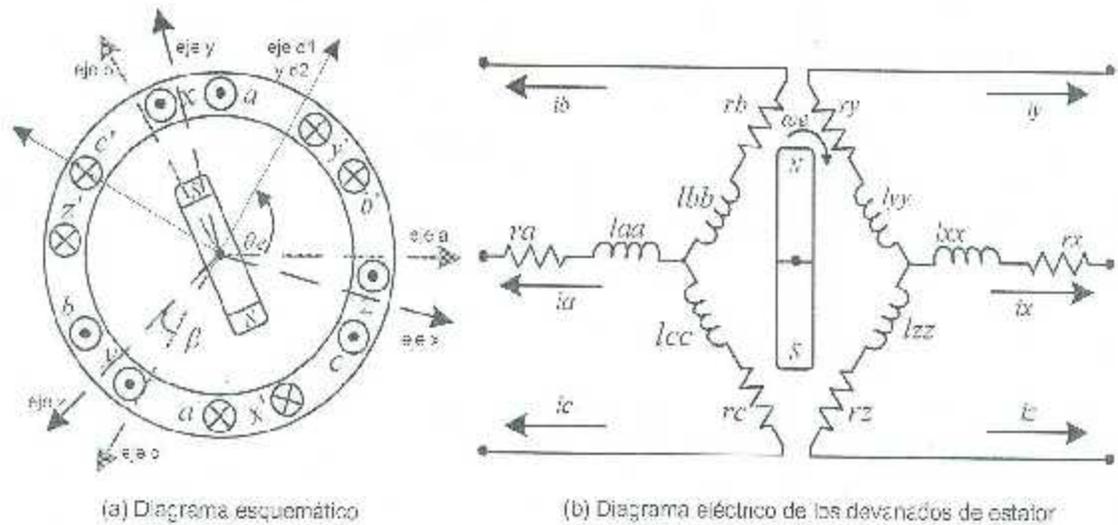


Figura 3.6. Representación del PMSG de 6 fases.

### 3.4.1 PMSG de 6 fases simétrica.

Este tipo de máquina se le considera simétrica, si cada una de sus fases tiene un ángulo de desfaseamiento igual. Para el caso de una máquina de 6 fases, se tiene un desfaseamiento de  $60^\circ$  eléctricos, como se muestra en la figura 3.7 para el caso de un PMSG. Este tipo de

máquina puede ser reducido a un sistema de 3 fases, debido a que dos fases de los dos diferentes sistemas trifásicos son siempre colineales [47].

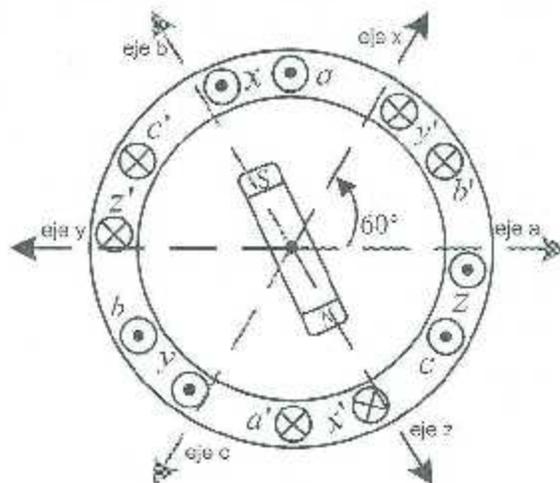


Figura 3.7. Diagrama esquemático del PMSG de 6 fases simétrico.

### 3.4.2 PMSG de 6 fases asimétrica.

Este tipo de máquina se le considera asimétrica si cada una de sus fases tiene diferente ángulo de desfase. Para el caso de una máquina de seis fases, se clasifican a la vez, en dos tipos, según el desfase de cada uno de los dos sistemas trifásicos que lo conforman, siendo estos: PMSG asimétrico con desfase 0° y PMSG asimétrico con desfase 30° [47].

#### 3.4.2.1 PMSG de 6 fases asimétrica con desfase 0°.

Este tipo de máquina está conformada por dos sistemas trifásicos con un desfase de 0° eléctricos, como se muestra en la figura 3.8. Siendo esta máquina muy similar a una máquina de 3 fases.

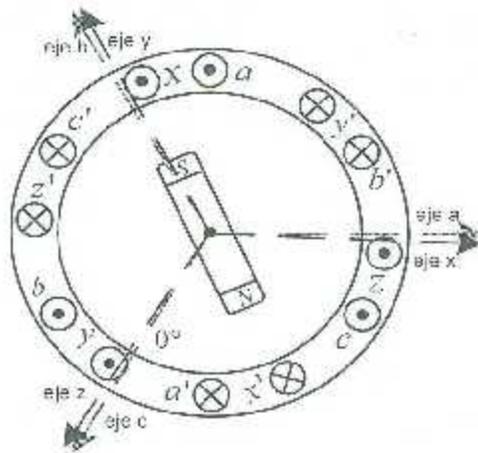


Figura 3.8. Diagrama esquemático del PMSG de 6 fases asimétrico con desplazamiento de  $0^\circ$ .

#### 3.4.2.2 PMSG de 6 fases asimétrica con desfase de $30^\circ$ .

Este tipo de máquina está conformada por dos sistemas trifásicos con un desfase de  $30^\circ$  eléctricos, como se muestra en la figura 3.9. Este tipo de máquina con desplazamiento de  $30^\circ$  es el más favorable con respecto a la distorsión armónica de voltaje y a la pulsación de par [47], en comparación a las dos máquinas mencionadas con anterioridad.

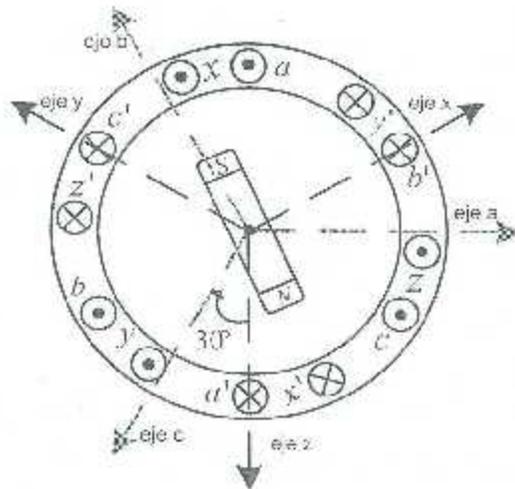


Figura 3.9. Diagrama esquemático del PMSG de 6 fases asimétrico con desplazamiento de  $30^\circ$ .

### 3.4.3 Modelo dinámico del PMSG de 6 fases asimétrica con desfaseamiento 0°.

Existen diferentes formas para modelar un PMSG de 6 fases, en este trabajo se eligió el análisis de la máquina asimétrica con un desfaseamiento de 0° eléctricos, debido a su simplicidad y similitud a una máquina trifásica.

#### 3.4.3.1 Ecuaciones de voltaje y de par en variables $dq0$ .

Para el análisis dinámico del PMSG de 6 fases, se tomaron las mismas simplificaciones y suposiciones para el análisis dinámico de un PMSG trifásico.

Para obtener las ecuaciones del generador en el sistema de referencia síncrono es necesario utilizar la transformada de Park, pero en el caso de un PMSG de 6 fases, se requiere el uso de un segundo bloque de transformada, para obtener las ecuaciones de voltaje para el segundo sistema trifásico. Estas 2 matrices se representan por medio de las ecuaciones (3.19), (3.20), (3.37) y (3.38).

$$\mathbf{K}_{s2} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e + \beta) & \cos(\theta_e + \beta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \beta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_e + \beta) & -\sin(\theta_e + \beta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \beta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

$$(\mathbf{K}_{s2})^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e + \beta) & -\sin(\theta_e + \beta) & 1 \\ \cos(\theta_e + \beta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \beta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_e + \beta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \beta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

Para el caso del análisis de un PMSG asimétrico con desfaseamiento de 0°, se tienen un ángulo  $\beta = 0$ . Teniendo como resultado 2 sistemas trifásicos, idénticos. Las ecuaciones de voltaje para un sistema de 6 fases se definen en la ecuación (3.39).

$$\mathbf{V}_{dq1,dq2} = \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{ds2} \\ V_{qs2} \end{bmatrix}; \mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; \mathbf{I}_{dq1,dq2} = \begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{qs1} \\ I_{ds2} \\ I_{qs2} \end{bmatrix}; \boldsymbol{\lambda}_{dq1,dq2} = \begin{bmatrix} \lambda_{ds1} \\ \lambda_{qs1} \\ \lambda_{ds2} \\ \lambda_{qs2} \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

donde  $\mathbf{V}_{dq1}, \mathbf{V}_{dq2}, \mathbf{I}_{dq1}, \mathbf{I}_{dq2}, \boldsymbol{\lambda}_{dq1}$  y  $\boldsymbol{\lambda}_{dq2}$  son las variables transformadas en el marco de referencia síncrono  $dq$ , tanto para el voltaje, corriente y enlace de flujo de los dos sistemas trifásicos respectivamente. La figura 3.10 muestra el circuito eléctrico de un PMSG de seis fases en coordenadas  $dq$ . Las ecuaciones de voltaje del PMSG en el marco de referencia  $dq$  se escriben a partir de las ecuaciones (3.40) y (3.41):

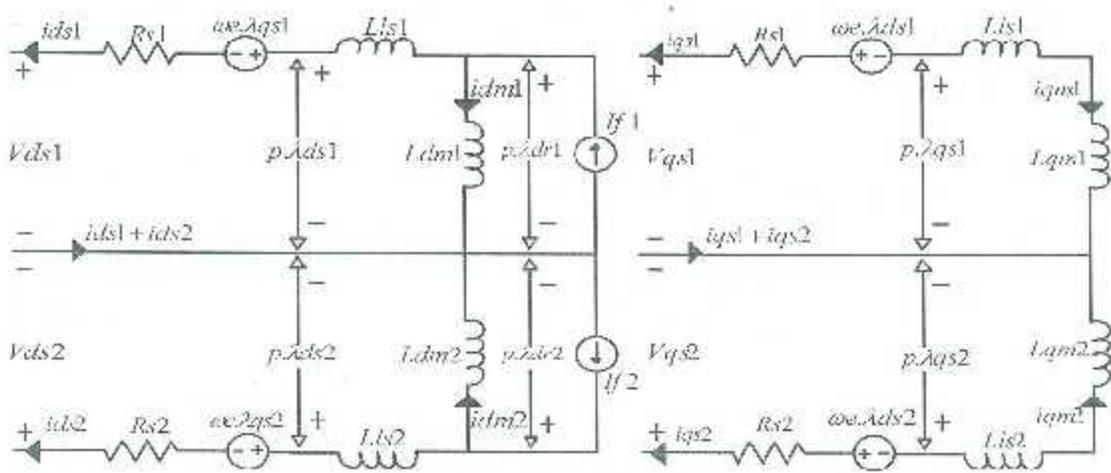


Figura 3.10. Circuito eléctrico del PMSG de 6 fasces asimétrico con desplazamiento de  $0^\circ$  en coordenadas  $dq$ .

$$\begin{aligned} V_{ds1} &= -R_{s1} i_{ds1} - \omega_e \lambda_{qs1} + p \lambda_{ds1} \\ V_{qs1} &= -R_{s1} i_{qs1} + \omega_e \lambda_{ds1} + p \lambda_{qs1} \end{aligned} \quad (3.40)$$

$$\begin{aligned} V_{ds2} &= -R_{s2} i_{ds2} - \omega_e \lambda_{qs2} + p \lambda_{ds2} \\ V_{qs2} &= -R_{s2} i_{qs2} + \omega_e \lambda_{ds2} + p \lambda_{qs2} \end{aligned} \quad (3.41)$$

Para obtener las ecuaciones simplificadas de circuito de la figura 3.10, se analiza exactamente igual como fue en el caso de una máquina trifásica, utilizando el mismo análisis de las ecuaciones (3.27-3.29). Obteniéndose de esta forma las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} V_{ds1} &= -R_{s1}i_{ds1} + \omega_e L_{q1}i_{qs1} - L_{d1}p i_{ds1} \\ V_{qs1} &= -R_{s1}i_{qs1} - \omega_e L_{d1}i_{ds1} + \omega_e \lambda_{r1} - L_{q1}p i_{qs1} \end{aligned} \quad (3.42)$$

$$\begin{aligned} V_{ds2} &= -R_s i_{ds2} + \omega_e L_{q2}i_{qs2} - L_{d2}p i_{ds2} \\ V_{qs2} &= -R_s i_{qs2} - \omega_e L_{d2}i_{ds2} + \omega_e \lambda_{r2} - L_{q2}p i_{qs2} \end{aligned} \quad (3.43)$$

La figura 3.11 muestra el modelo simplificado del PMSG de 6 fases, que se deriva en base a las ecuaciones (3.42) y (3.43).

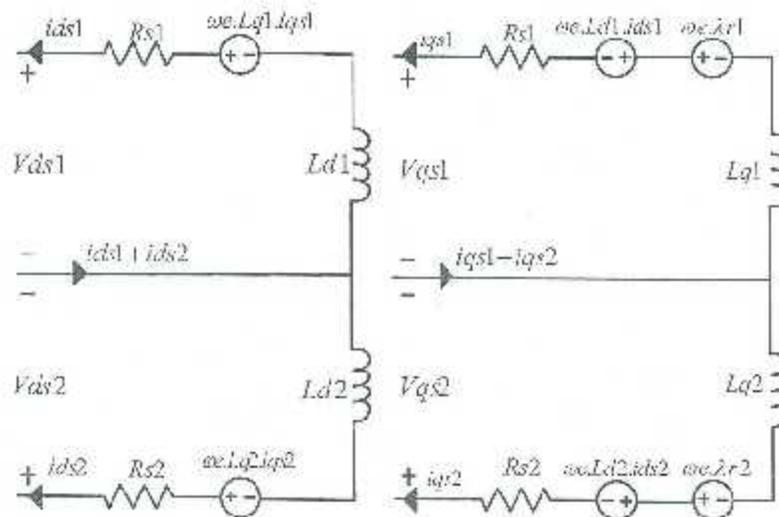


Figura 3.11. Circuito eléctrico simplificado de PMSG de 6 fases asimétrico con desplazamiento de  $0^\circ$  en coordenadas  $dq$ .

La expresión del par electromagnético  $T_e$  en coordenadas  $dq$ , se obtiene igual como en el caso de la máquina trifásica, pero en el caso de una máquina de 6 fases se obtienen 2 expresiones de par electromagnético ( $T_{e1}$  y  $T_{e2}$ ), uno para cada sistema trifásico, mostradas en las ecuaciones (3.44) y (3.45).

$$T_{e1} = -\frac{3P_p}{2}(i_{qs1}\lambda_{ds1} - i_{ds1}\lambda_{qs1}) \quad (3.44)$$

$$T_{e2} = -\frac{3P_p}{2}(i_{qs2}\lambda_{ds2} - i_{ds2}\lambda_{qs2}) \quad (3.45)$$

Se obtiene la expresión de par electromagnético para cada uno de los dos sistemas trifásicos del PMSG, en función de los enlaces de flujo ( $\lambda_{ds}$  y  $\lambda_{qs}$ ), se obtiene como en el mismo caso de una máquina trifásica, teniendo las siguientes expresiones:

$$T_{e1} = -\frac{3P_p}{2}(i_{qs1}\lambda_{r1} + (L_{q1} - L_{d1})i_{ds1}i_{qs1}) \quad (3.46)$$

$$T_{e2} = -\frac{3P_p}{2}(i_{qs2}\lambda_{r2} + (L_{q2} - L_{d2})i_{ds2}i_{qs2}) \quad (3.47)$$

Para obtener el par electromagnético de toda la máquina, se obtiene por medio de la suma algebraica de los 2 pares electromagnéticos obtenidos de cada uno de los dos sistemas trifásico, mostrados en la ecuación (3.48).

$$T_e = T_{e1} + T_{e2} \quad (3.48)$$

Para el caso de las expresiones mecánicas, las ecuaciones son las mismas para una máquina trifásica, obteniéndose de esta manera las ecuaciones mecánicas a partir de las ecuaciones (3.32-3.34). Para derivar el modelo de un PMSG para una simulación dinámica, en términos de inductancias ( $L_{d12}$  y  $L_{q12}$ ), se ordenan las ecuaciones (3.42) y (3.43) de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} i_{ds1} &= \frac{1}{L_{d1}S}(-V_{ds1} - R_{s1}i_{ds1} + \omega_e L_{q1}i_{qs1}) \\ i_{qs1} &= \frac{1}{L_{q1}S}(-V_{qs1} - R_{s1}i_{qs1} - \omega_e L_{ds1}i_{ds1} + \omega_e \lambda_{r1}) \end{aligned} \quad (3.49)$$

$$\begin{aligned}
i_{ds2} &= \frac{1}{L_{d2}S} (-V_{ds2} - R_{s2}i_{ds2} + \omega_e L_{q2}i_{qs2}) \\
i_{qs2} &= \frac{1}{L_{q2}S} (-V_{qs2} - R_{s2}i_{qs2} - \omega_e L_{d2}i_{ds2} + \omega_e \lambda_{r2})
\end{aligned} \tag{3.50}$$

Para obtener el modelo de la máquina como en el caso de la ecuación anterior, pero en términos de enlaces de flujo ( $\lambda_{ds12}$  y  $\lambda_{qs12}$ ), se ordenan las ecuaciones (3.40) y (3.41) de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
\lambda_{ds1} &= \frac{1}{S} (-V_{ds1} - R_{s1}i_{ds1} + \omega_e \lambda_{q1}) \\
\lambda_{qs1} &= \frac{1}{S} (-V_{qs1} - R_{s1}i_{qs1} - \omega_e \lambda_{d1})
\end{aligned} \tag{3.51}$$

$$\begin{aligned}
\lambda_{ds2} &= \frac{1}{S} (-V_{ds2} - R_{s2}i_{ds2} + \omega_e \lambda_{q2}) \\
\lambda_{qs2} &= \frac{1}{S} (-V_{qs2} - R_{s2}i_{qs2} - \omega_e \lambda_{d2})
\end{aligned} \tag{3.52}$$

#### 3.4.4 Comparación de un PMSG trifásico con un PMSG de 6 fases asimétrico con desfaseamiento 0°.

El generador usado para este caso de estudio es de 2 MW, 4000 V, 53.33 Hz, 400 rpm polos no salientes PMSG, cuyos parámetros están dados en la tabla A-1 en el apéndice A, para el caso del estudio de la máquina de 6 fases asimétrica, se toman el doble valor de los parámetros de una máquina trifásica, teniendo como resultado el mismo par electromagnético y la misma velocidad angular, mostrados en la tabla A-2 en el apéndice A. El generador está cargado con una resistencia de carga trifásica balanceada  $RL$  y opera a 320 rpm (0.8pu). Los resultados obtenidos se muestran en las figuras 3.12 y 3.13, mostrando el par electromagnético, velocidad, corrientes y voltajes para una máquina trifásica, respectivamente. Por último, en las figuras 3.14-3.16 se muestran las mismas formas de onda, pero mostrando la forma de onda de corriente y voltaje para cada sistema trifásico. Dando como resultado, valores idénticos de operación, para cada una de las dos máquinas.

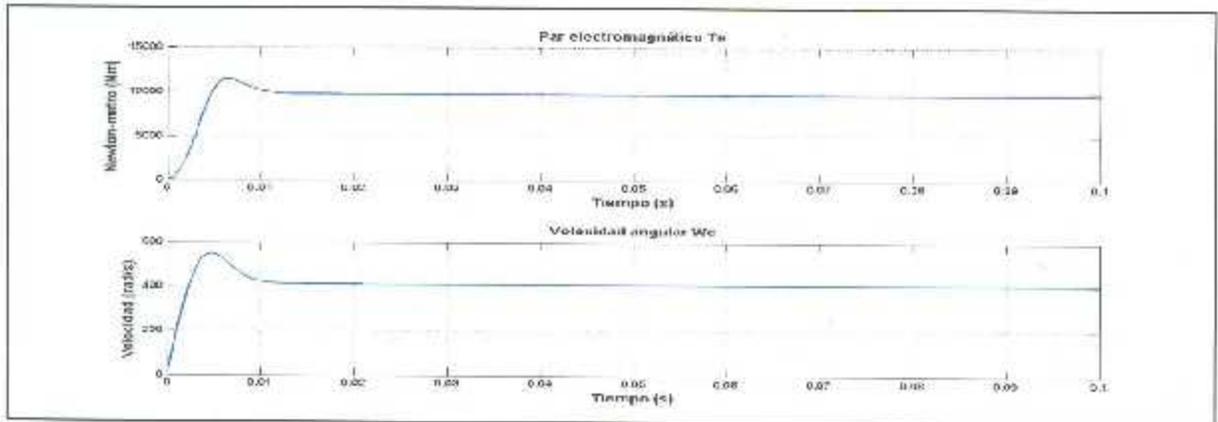


Figura 3.12. Forma de onda del par electromagnético  $T_e$  y velocidad angular  $W_e$  del PMSG trifásico.

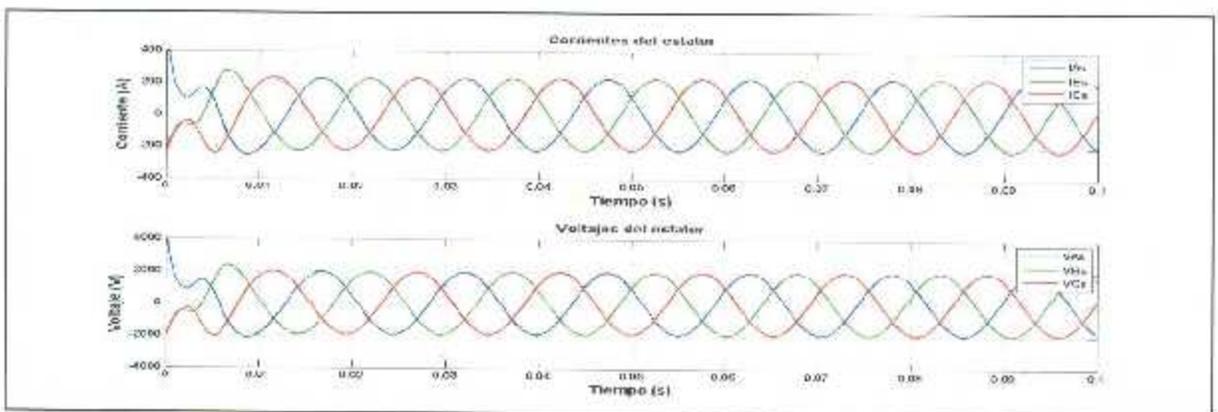


Figura 3.13. Forma de onda de corriente y voltaje del estator del PMSG trifásico.

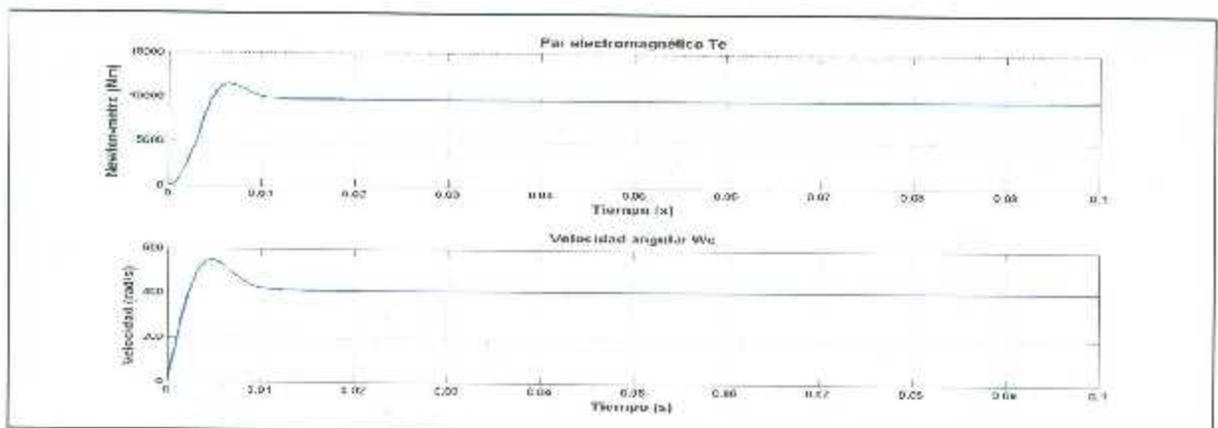


Figura 3.14. Forma de onda del par electromagnético  $T_e$  y velocidad angular  $W_e$  del PMSG de 6 fases asimétrico.

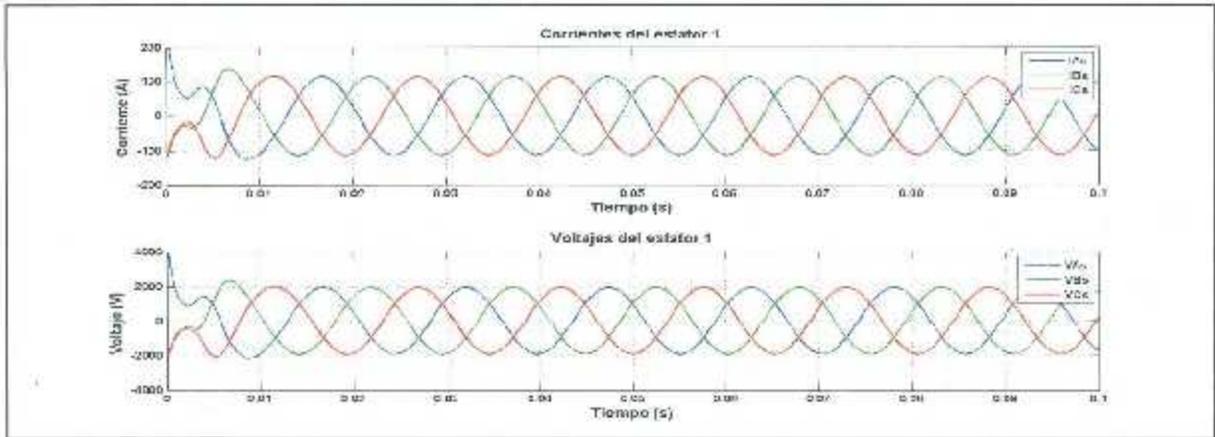


Figura 3.15. Forma de onda de corriente y voltaje del primer sistema trifásico en el estator del PMSG de 6 fases asimétrico.

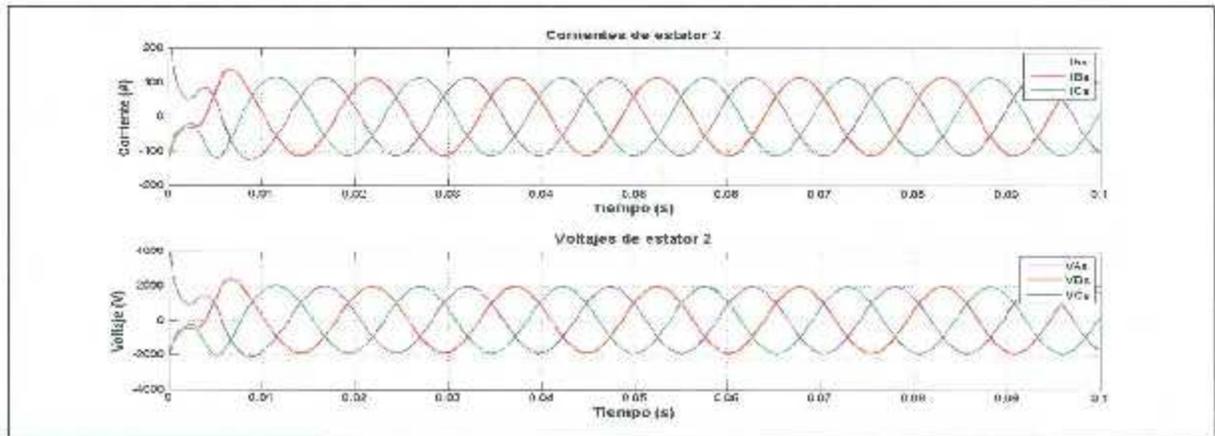


Figura 3.16. Forma de onda de corriente y voltaje del segundo sistema trifásico en el estator del PMSG de 6 fases asimétrico.

## Capítulo 4

# Análisis y modelado del convertidor multinivel en cascada

### 4.1. Introducción.

Con el reciente interés en el campo de las energías renovables, la electrónica de potencia juega un papel importante en la conversión de la energía eléctrica, las funciones de conmutación y el modelo dinámico del convertidor juegan un papel, al momento de hacer un análisis y simulación de los convertidores electrónicos de potencia al ser conectados a las fuentes de generación eólica y fotovoltaica. En este capítulo se presenta el enfoque orientado a la energía eólica, debido a que es en ésta en donde son utilizados este tipo de circuitos, conectados a los generadores eléctricos que convierten la energía mecánica en eléctrica, para luego ser suministrada a la red eléctrica [42] y por último, se presenta la propuesta del convertidor tipo RV asimétrico.

Las funciones de conmutación son básicamente señales que representan el estado de encendido y apagado de un interruptor semiconductor. Estas acciones de conmutación pueden ser representadas por una función matemática  $F(t)$ , la cual constituye una serie de pulsos que representan los períodos de encendido y apagado. Las funciones de conmutación son una declaración de las instancias de tiempo, tanto de entradas como salidas de un interruptor ó de una configuración de interruptores [43].

El procedimiento para la aplicación de la técnica de funciones de conmutación consta esencialmente de dos pasos, modelar matemáticamente y posteriormente utilizar el modelo obtenido en el análisis del circuito; esto se realiza la mayoría de las veces en programas de simulación.

#### 4.2 Propuesta del convertidor RV asimétrico con fuentes de alimentación de 1-1-2 VDC.

El convertidor multinivel de voltaje en reversa [24-26] corresponde a una topología híbrida de 9 niveles. Este convertidor está compuesto de dos principales etapas. La primera etapa llamada generación de nivel, encargado en la generación de los niveles de polaridad positiva. Esta etapa requiere interruptores de modulación de alta frecuencia para generar los niveles requeridos donde, estos interruptores tienen la capacidad de trabajar en alta frecuencia. La segunda etapa llamada generación de polaridad, es responsable en generar la polaridad del voltaje de salida, compuesto por un puente completo convencional. Estos interruptores de conmutación trabajan a bajas frecuencias (frecuencia de la línea). Esta topología combina ambas etapas (alta frecuencia y baja frecuencia), para generar las salidas de voltaje. Esta topología elimina los interruptores de conmutación responsables de la generación negativa. El convertidor se ilustra en la figura 4.1, mientras que en la figura 4.2 se visualiza el convertidor RV asimétrico trifásico, con la adición de 3 transformadores monofásicos con su arreglo en conexión en estrella.

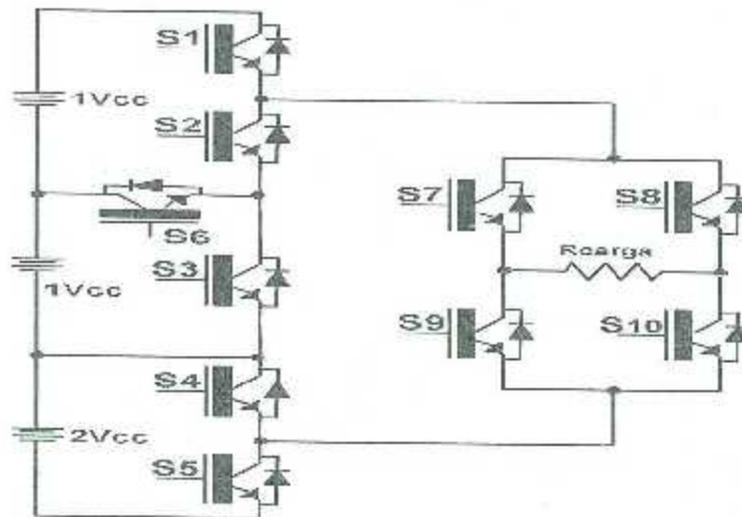


Figura 4.1. Convertidor multinivel propuesto tipo RV monofásico de 9 niveles.

Dentro del análisis de esta topología se examinara el convertidor de la figura 4.3. Los pasos para obtener los voltajes de los cinco niveles son los siguientes:

1. Para obtener el nivel de salida  $V_o = 0V$  (figura 4.3(a)) se deben de activar los interruptores (S2,S3,S4) y apagar todos los interruptores restantes (S1,S5,S6).
2. Para obtener el nivel de salida  $V_o = V_{cc}$  (figura 4.3(b)) se deben de activar los interruptores (S2,S4,S6) y apagar todos los interruptores restantes (S1,S3,S5).
3. Para obtener el nivel de salida  $V_o = 2V_{cc}$  (figura 4.3(c)) se deben de activar los interruptores (S1,S4,S6) y apagar todos los interruptores restantes (S2,S3,S5).
4. Para obtener el nivel de salida  $V_o = 3V_{cc}$  (figura 4.3(d)) se deben de activar los interruptores (S2,S5,S6) y apagar todos los interruptores restantes (S1,S3,S4).
5. Para obtener el nivel de salida  $V_o = 4V_{cc}$  (figura 4.3(e)) se deben de activar los interruptores (S1,S5,S6) y apagar todos los interruptores restantes (S2,S3,S4).

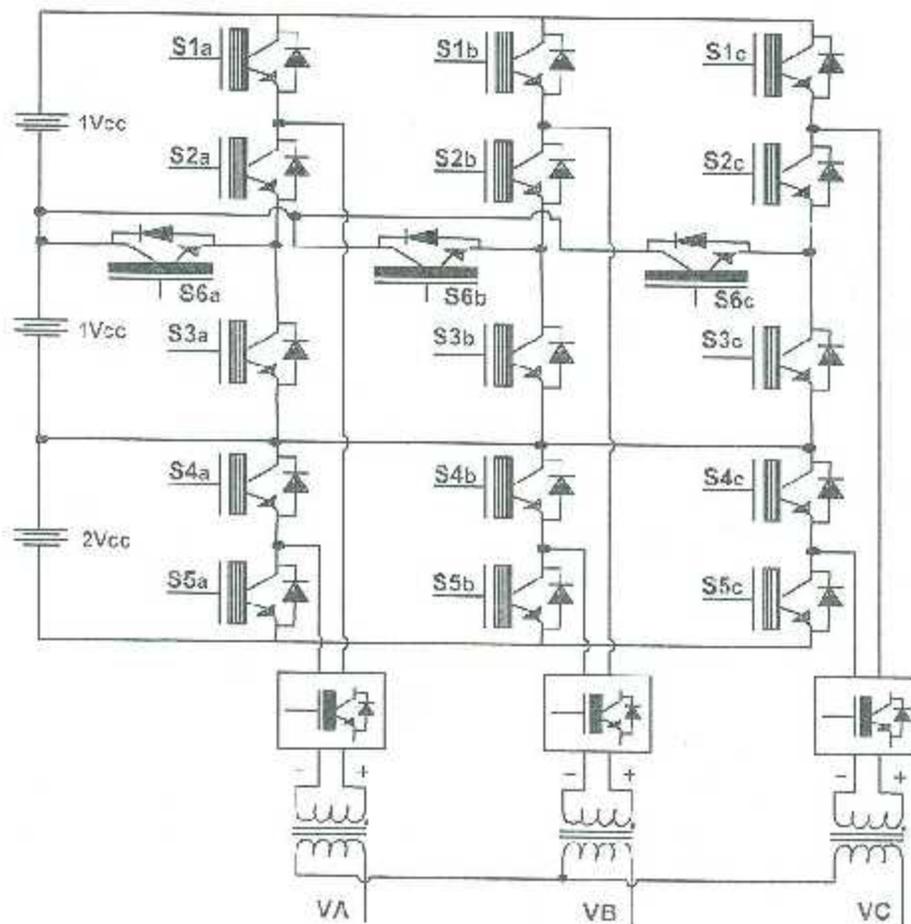


Figura 4.2. Convertidor multinivel propuesto tipo RV trifásico de 9 niveles.

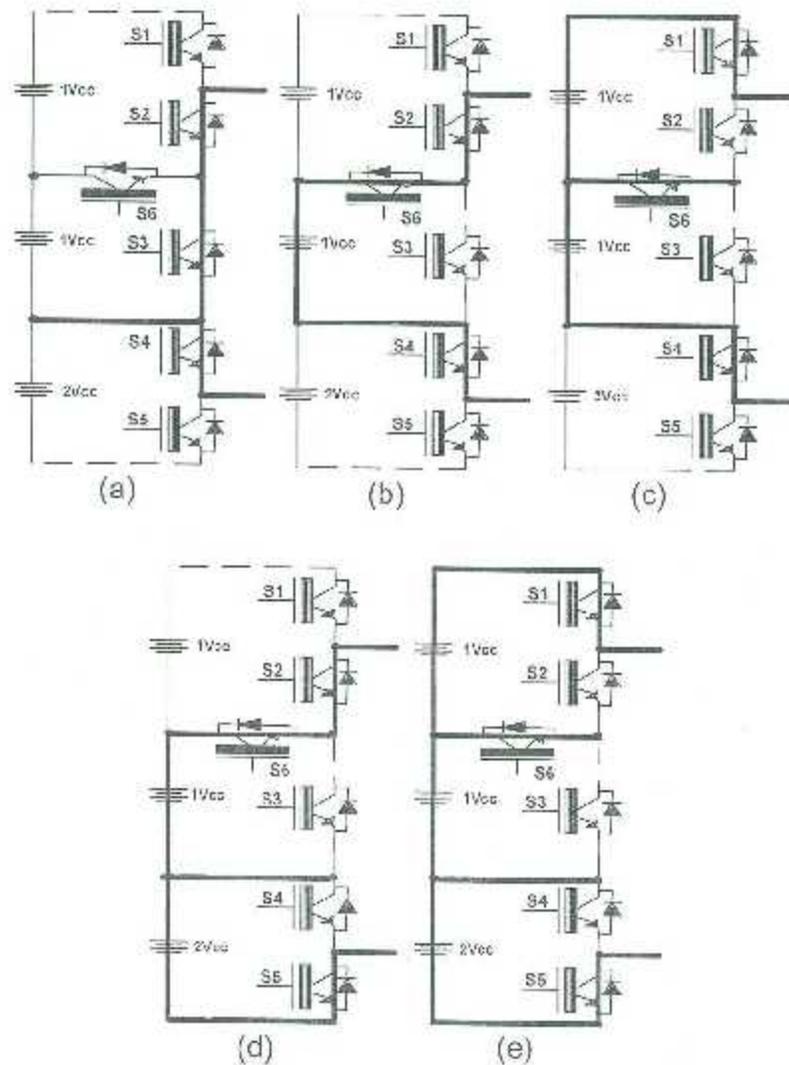


Figura 4.3. Estados de conmutación del convertidor propuesto tipo RV asimétrico.

En la tabla 4.1 se muestran los niveles de voltaje y sus respectivos estados de conmutación correspondientes, representándose por estados lógicos (donde 1 representa el interruptor encendido y 0 representa el interruptor apagado).

**Tabla 4.1. Niveles de voltaje para un convertidor propuesto RV asimétrico y sus estados de conmutación.**

Voltaje de salida	Estados de conmutación					
	S1	S2	S3	S4	S5	S6
0	0	1	1	1	0	0
VCC	0	1	0	1	0	1
2VCC	1	0	0	1	0	1
3VCC	0	1	0	0	1	1
4VCC	1	0	0	0	1	1

#### **4.3 Modelo equivalente de los convertidores conmutados.**

En los modelos matemáticos las funciones de conmutación representan una imagen clara de la operación de los circuitos analizar.

Las funciones de conmutación tendrán valores lógicos de +1 (cuando el interruptor está cerrado) y de 0 (cuando el interruptor está abierto); por lo tanto, las funciones de conmutación deberán ser siempre derivadas de los voltajes y corrientes de entrada y salida obtenidos de las señales controladas, ya que para cada operación, cambiará el estado y tipo de conexión de los circuitos de acuerdo a estas funciones [44].

Para obtener los modelos matemáticos de los convertidores electrónicos de potencia se parte de sus estados de operación, de los cuales se derivan un conjunto de ecuaciones diferenciales que describen el comportamiento del circuito en determinado modo de operación; estas ecuaciones se plantean y resuelven cada vez que el circuito cambia de estado. Por lo tanto, en el análisis de circuitos mediante funciones de conmutación, éstas darán una respuesta en estado estacionario del comportamiento del circuito en un determinado estado de operación. El término función de conmutación se refiere precisamente, a la función que representa a la acción de conmutación de los dispositivos en los convertidores electrónicos de potencia que conmutan a determinada frecuencia [45].

Para este tipo de análisis, el convertidor se modela como un convertidor inversor (el convertidor es el encargado de proveer la energía a la red eléctrica), en dado caso que se requiere modular

el convertidor como un rectificador (en este caso la red eléctrica es el que provee la energía al convertidor), solamente se requiere el cambio de polaridad de las corrientes de cada una de las fases.

#### 4.3.1 Modelo equivalente de un convertidor de 2 niveles.

Para el convertidor de la figura 4.4, se consideran todos los elementos lineales e invariantes en el tiempo (como fue en el anterior análisis del PMSG, del capítulo 3), los interruptores y las fuentes de voltaje ideales, así como un sistema balanceado (la sumatoria de los voltajes y corrientes en cualquier instante en el tiempo es igual a cero), con lo cual se obtienen los voltajes trifásicos de entrada del convertidor, representados por [12]:

$$\mathbf{U}_{abcn} = \mathbf{R}_{abcg} \mathbf{I}_{abcg} + \mathbf{L}_{abcg} \dot{\mathbf{I}}_{abcg} + \mathbf{V}_{abcn} \quad (4.1)$$

donde  $\mathbf{U}_{abcn}$  es el vector de voltajes del convertidor,  $\mathbf{R}_{abcg}$  y  $\mathbf{L}_{abcg}$  son los vectores de resistencia y de inductancia de la línea respectivamente,  $\mathbf{I}_{abcg}$  es el vector de corrientes de cada fase que fluye hacia la carga trifásica y  $\mathbf{V}_{abcn}$  es el vector de voltajes de las fuentes de alimentación trifásico. Los vectores de la ecuación (4.1) se definen en (4.2).

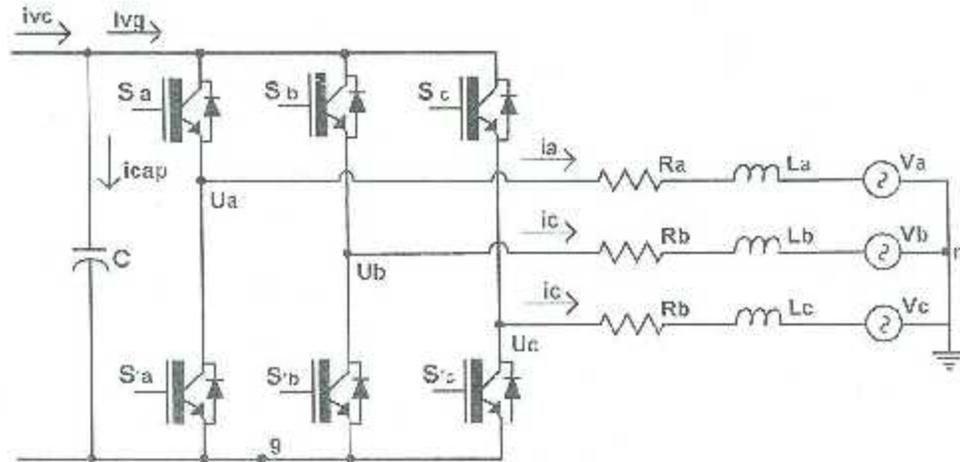


Figura 4.4. Convertidor trifásico de 2 niveles operando como inversor.

$$\mathbf{U}_{abcn} = \begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix}; \mathbf{R}_{abcg} = \begin{bmatrix} R_{ag} \\ R_{bg} \\ R_{cg} \end{bmatrix}; \mathbf{I}_{abc} = \begin{bmatrix} I_{ag} \\ I_{bg} \\ I_{cg} \end{bmatrix}; \mathbf{L}_{abcg} = \begin{bmatrix} L_{ag} \\ L_{bg} \\ L_{cg} \end{bmatrix}; \mathbf{V}_{abcn} = \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

El vector de voltajes del convertidor  $\mathbf{U}_{abcn}$  controlable a partir de la fuente de CD, se expresa en (4.3) [46]:

$$\mathbf{U}_{abcn} = \mathbf{U}_{abc0} + \mathbf{U}_{0n} \quad (4.3)$$

donde  $\mathbf{U}_{abc0}$  es el vector de voltajes del convertidor hacia el punto de referencia  $g$  dependientes del valor de voltaje del bus de CD y  $\mathbf{U}_{0n}$  es el vector de voltajes del punto de referencia  $g$  hacia el punto neutro de las fuentes de alimentación  $\mathbf{V}_{abc}$ . Los vectores de la ecuación (4.3) se definen en (4.4).

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{a0} \\ U_{b0} \\ U_{c0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{0n} \\ U_{0n} \\ U_{0n} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Para obtener el valor de la caída de voltaje  $U_{0n}$  en función del vector de voltaje  $\mathbf{U}_{abc0}$ , se realiza la suma algebraica de la ecuación (4.4), de esta manera, se obtiene la siguiente expresión mostrada en ecuación (4.5).

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = U_{a0} + U_{b0} + U_{c0} + 3U_{0n} \quad (4.5)$$

De la ecuación anterior, para un sistema trifásico balanceado, sin importar su tipo de conexión delta o estrella, como fue en el caso del anterior análisis del PMSG, se asume que los voltajes ( $U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0$ ) y las corrientes de cada fase ( $I_{ag} + I_{bg} + I_{cg} = 0$ ). Rescribiendo la ecuación anterior se obtiene el valor de  $U_{0n}$  en función del vector de voltaje  $\mathbf{U}_{abc0}$ , expresado en la ecuación (4.6).

$$U_{0n} = -\frac{U_{a0} + U_{b0} + U_{c0}}{3} \quad (4.6)$$

De la ecuación (4.4), el término del voltaje  $U_{a0}$ ,  $U_{b0}$ ,  $U_{c0}$  dependen del valor del voltaje del bus de CD, y de la función de conmutación de los interruptores que conforman al convertidor, estas expresiones se muestran en la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} U_{a0} \\ U_{b0} \\ U_{c0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_a \\ P_b \\ P_c \end{bmatrix} * V_{cap} \quad (4.7)$$

donde  $P_a, P_b, P_c$  son las funciones de conmutación de los interruptores ( $S_a, S_b, S_c, S_{ra}, S_{rb}$  y  $S_{rc}$ ) que conforman al convertidor de 2 niveles, proporcionadas por las diferentes técnicas de modulación (explicadas en las siguientes secciones), estas funciones de conmutación se encuentran definidas como [16-17]:

$$P_j = \begin{cases} 1, & S_j \text{ Cerrado} \\ 0, & \bar{S}_j \text{ Abierto} \end{cases} \quad \text{para } j = a, b, c \quad (4.8)$$

Sustituyendo las expresiones de las ecuaciones (4.6) y (4.7) en (4.4), y reagrupando términos semejantes se obtienen las expresiones de voltajes de fase a neutro provenientes del convertidor (ec. 4.9), en función del valor del voltaje del bus de CD y de las funciones de conmutación.

$$\begin{aligned} U_{an} &= f_a * V_{cap} \\ U_{bn} &= f_b * V_{cap} \\ U_{cn} &= f_c * V_{cap} \end{aligned} \quad (4.9)$$

De la expresión anterior, el término  $V_{cap}$ , es el voltaje del bus de CD (voltaje en el capacitor), y las expresiones  $f_a, f_b, f_c$  son las funciones de conmutación para una conexión en estrella

(funciones de fase a neutro para el convertidor), estas tres funciones se definen en las siguientes ecuaciones:

$$f_a = \frac{2P_a - P_b - P_c}{3} \quad (4.10)$$

$$f_b = \frac{2P_b - P_c - P_a}{3} \quad (4.11)$$

$$f_c = \frac{2P_c - P_a - P_b}{3} \quad (4.12)$$

Finalmente, sustituyendo la ecuación (4.9) en (4.1), y después derivando el modelo del convertidor para obtener una simulación dinámica, la ecuación (4.1) se ordenaría como:

$$\begin{aligned} i_{ag} &= \frac{1}{L_{ag}S} [f_a V_{cap} - V_{an} - R_{ag} i_{ag}] \\ i_{bg} &= \frac{1}{L_{bg}S} [f_b V_{cap} - V_{bn} - R_{bg} i_{bg}] \\ i_{cg} &= \frac{1}{L_{cg}S} [f_c V_{cap} - V_{cn} - R_{cg} i_{cg}] \end{aligned} \quad (4.13)$$

Para obtener el valor del voltaje  $V_{cap}$ , se aplica la ley de corrientes de Kirchhoff del nodo que compone los interruptores superiores y del capacitor, resolviendo este nodo se obtienen las siguientes expresiones:

$$i_{cap} = i_{vc} - i_{vg} \quad (4.14)$$

De la ecuación anterior, la expresión  $i_{cap}$  es la corriente que fluye por el capacitor,  $i_{vc}$  es la corriente que provee una fuente de alimentación de CD, o en aplicaciones eólicas esta fuente de voltaje lo provee otro convertidor operando como rectificador y  $i_{vg}$  es la corriente que fluye hacia en el convertidor. Después, se deriva esta ecuación para obtener una simulación

dinámica para de esta manera obtener la expresión de voltaje en el capacitor, y se obtienen estas expresiones a partir de la ecuación (4.15).

$$\begin{aligned}
 C \frac{dV_{cap}}{dt} &= i_{vc} - (P_a i_{a\beta} + P_b i_{b\beta} + P_c i_{c\beta}) \\
 V_{cap} &= \frac{1}{CS} [i_{vc} - (P_a i_{a\beta} + P_b i_{b\beta} + P_c i_{c\beta})]
 \end{aligned}
 \tag{4.15}$$

Para un control óptimo y eficiente del convertidor se utilizarán las variables referenciadas a los ejes giratorios  $dq0$  [48]. El objetivo de la transformación consiste en convertir los valores trifásicos  $abc$ , variables sinusoidales en el tiempo, a valores constantes  $dq0$ , en régimen permanente, como fue en el caso del modelado de PMSG. Empleando las ecuaciones (3.19) y (3.20) a la ecuación (4.1), aplicando el mismo procedimiento que se aplicó en la unidad 3, se obtienen las ecuaciones de voltaje de convertidor en el marco de referencia sincrónico. Representados en la ecuación (4.16).

$$\mathbf{U}_{dq0} = \mathbf{R}_{dqg} \mathbf{I}_{dqg} + \omega_{el} \mathbf{L}_{dqg} p \mathbf{I}_{dqg} - \mathbf{V}_{dqg}
 \tag{4.16}$$

donde  $\mathbf{U}_{dq0}$  es el vector de voltajes del convertidor,  $\mathbf{V}_{dqg}$  es el vector de voltajes de las fuentes de alimentación trifásica,  $\mathbf{R}_{dqg}$  y  $\mathbf{L}_{dqg}$  es vector de resistencia y de inductancia de la línea respectivamente,  $\mathbf{I}_{dqg}$  es el vector de corrientes de cada fase que fluye hacia la carga trifásica. Todos estos términos, mencionados con anterioridad se encuentran en coordenadas sincrónicas. La expresión  $\omega_{el}$  es la frecuencia angular de la línea ( $2\pi f$ ), donde el término  $f$  es la frecuencia de la línea comúnmente en el rango de 50 a 60 Hz. Los vectores de la ecuación (4.16) se definen en (4.17).

$$\mathbf{U}_{dq0} = \begin{bmatrix} U_{d0} \\ U_{q0} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{R}_{dqg} = \begin{bmatrix} R_{dg} \\ R_{qg} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{I}_{dqg} = \begin{bmatrix} I_{dg} \\ I_{qg} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{L}_{dqg} = \begin{bmatrix} L_d \\ L_q \end{bmatrix}; \quad \mathbf{V}_{dqg} = \begin{bmatrix} V_{dg} \\ V_{qg} \end{bmatrix}
 \tag{4.17}$$

Empleando las ecuaciones (3.19) y (3.20) a la ecuación (4.9), se obtienen las expresiones de voltaje de fase a neutro provenientes del convertidor, en el marco de referencia sincrónico. Definidos en la ecuación (4.18).

$$\begin{aligned} U_{dn} &= f_d * V_{cap} \\ U_{qn} &= f_q * V_{cap} \end{aligned} \quad (4.18)$$

Las expresiones  $f_d, f_q$  son las funciones de conmutación en el marco de referencia sincrónico, después de aplicar las matrices de la transformada y anti-transformada a las ecuaciones (4.10), (4.11) y (4.12), estas funciones de conmutación en el marco de referencia sincrónico se definen en las siguientes ecuaciones:

$$f_d = \frac{2P_a \cos \theta - P_b \cos \theta - P_c \cos \theta + \sqrt{3}P_b \sin \theta - \sqrt{3}P_c \sin \theta}{3} \quad (4.19)$$

$$f_q = \frac{P_b \sin \theta - 2P_a \sin \theta + P_c \sin \theta + \sqrt{3}P_b \cos \theta - \sqrt{3}P_c \cos \theta}{3} \quad (4.20)$$

Finalmente, sustituyendo la ecuación (4.20) en (4.16), y después derivando el modelo del convertidor para obtener una simulación dinámica en marcos de referencia sincrónico, la ecuación (4.16) se ordena de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \dot{i}_{dg} &= \frac{1}{L_{dg}S} [f_d V_{cap} - V_{dn} - R_{dg} i_{dg}] \\ \dot{i}_{qg} &= \frac{1}{L_{qg}S} [f_q V_{cap} - V_{qn} - R_{qg} i_{qg}] \end{aligned} \quad (4.21)$$

Para obtener el valor del voltaje  $V_{cap}$  en marcos de referencia sincrónico se emplean las matrices de transformada y anti-transformada presentes en las ecuaciones (3.19) y (3.20), se obtiene la simulación dinámica para de esta manera obtener la expresión de voltaje en el capacitor se obtienen estas expresiones a partir de la ecuación (4.22).

$$C \frac{dV_{cap}}{dt} = i_{vc} - (P_d i_d + P_q i_q) \quad (4.22)$$

$$V_{cap} = \frac{1}{C_S} [i_{vc} - (P_d i_d + P_q i_q)]$$

#### 4.3.2 Modelo equivalente de un convertidor de 3 niveles.

Para el análisis del convertidor de 3 niveles mostrado en la figura 4.5, este modelo consta con 3 fuentes de alimentación trifásica balanceada en conexión estrella, de una inductancia en serie con su respectiva resistencia parasita para cada una de las 3 fuentes de alimentación, como fue en el caso en el análisis de un convertidor de 2 niveles. La diferencia se centra en que este convertidor en comparación a un convertidor de 2 niveles sería, de que este convertidor está conformado por la doble cantidad de dispositivos semiconductores y la doble cantidad de capacitores. Dando como resultado para el modelado de este convertidor de 3 niveles, 3 ecuaciones diferenciales de corriente y 2 ecuaciones diferenciales de voltaje para cada uno de los 2 capacitores.

Aplicando las leyes de Kirchnhoff al convertidor multinivel de la figura 4.5, se obtienen los voltajes trifásicos de entrada del convertidor. Siendo las mismas expresiones de la ecuación (4.1), cambiando solamente el vector de voltajes de fase a neutro  $\mathbf{U}_{abcn}$  del convertidor de 3 niveles, expresados en la ecuación (4.23) [48-51].

$$\begin{aligned} U_{an} &= f_{a1} * V_{cap1} + f_{a2} * V_{cap2} \\ U_{bn} &= f_{b1} * V_{cap1} + f_{b2} * V_{cap2} \\ U_{cn} &= f_{c1} * V_{cap1} + f_{c2} * V_{cap2} \end{aligned} \quad (4.23)$$

De la expresión anterior, los voltajes de fase a neutro del convertidor para cada una de las 3 fases, dependen principalmente al valor de voltaje de cada uno de los 2 capacitores del bus de CD, y de las funciones de conmutación que proveen los 12 interruptores ( $S_{a1}, S_{a2}, S_{b1}, S_{b2}, S_{c1}, S_{c2}, S_{ia1}, S_{ia2}, S_{ib1}, S_{ib2}, S_{ic1}$  y  $S_{ic2}$ ). De la ecuación (4.23), las expresiones  $f_{a1}, f_{a2}, f_{b1}, f_{b2}, f_{c1}, f_{c2}$  son las funciones de conmutación para una conexión en estrella (funciones de fase a neutro para el convertidor), estas funciones se definen en las siguientes ecuaciones:

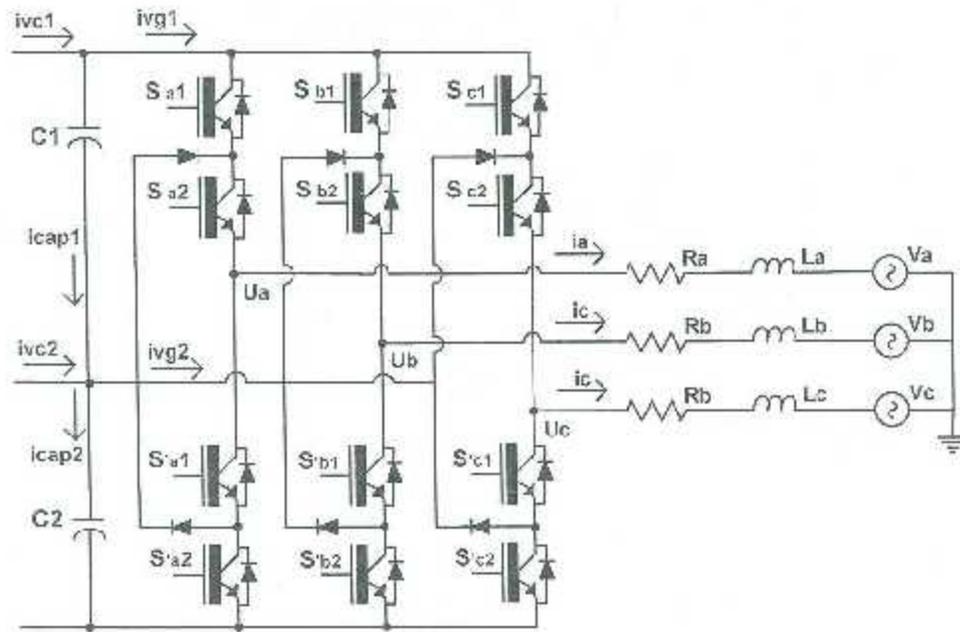


Figura 4.5. Convertidor trifásico de 3 niveles operando como inversor.

$$f_{a1} = \frac{2P_{a1} - P_{b1} - P_{c1}}{3}, \quad f_{a2} = \frac{2P_{a2} - P_{b2} - P_{c2}}{3} \quad (4.24)$$

$$f_{b1} = \frac{2P_{b1} - P_{c1} - P_{a1}}{3}, \quad f_{b2} = \frac{2P_{b2} - P_{c2} - P_{a2}}{3} \quad (4.25)$$

$$f_{c1} = \frac{2P_{c1} - P_{a1} - P_{b1}}{3}, \quad f_{c2} = \frac{2P_{c2} - P_{a2} - P_{b2}}{3} \quad (4.26)$$

Finalmente, sustituyendo la ecuación (4.23) en (4.1), y después derivando el modelo del convertidor para obtener una simulación cinámica, la ecuación (4.1) para el caso del convertidor multinivel de 3 niveles se ordenaría de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
i_{ag} &= \frac{1}{L_{a2}S} [f_{a1}V_{cap1} + f_{a2}V_{cap2} - V_{an} - R_{ag}i_{ag}] \\
i_{bg} &= \frac{1}{L_{b2}S} [f_{b1}V_{cap1} + f_{b2}V_{cap2} - V_{bn} - R_{bg}i_{bg}] \\
i_{cg} &= \frac{1}{L_{c2}S} [f_{c1}V_{cap1} + f_{c2}V_{cap2} - V_{cn} - R_{cg}i_{cg}]
\end{aligned} \tag{4.27}$$

Para obtener el valor del voltaje de los 2 capacitores  $V_{cap1}$  y  $V_{cap2}$ , se aplica la ley de corrientes de Kirchhoff en cada uno de los 2 nodos que componen los 2 capacitores, obteniéndose de esta manera las 2 expresiones mostradas en ecuación (4.28).

$$\begin{aligned}
i_{cap1} &= i_{vc1} - i_{vg1} \\
i_{cap2} &= i_{vc2} - i_{vg2}
\end{aligned} \tag{4.28}$$

De la ecuación anterior, la expresión  $i_{cap1}$  y  $i_{cap2}$  son las corrientes que fluyen por los capacitores C1 y C2 respectivamente,  $i_{vc1}$  y  $i_{vc2}$  son las corrientes que proveen 2 fuentes de alimentación de CD, o en aplicaciones eólicas esta fuente de voltaje lo provee otro convertidor multinivel de 3 niveles operando como rectificador,  $i_{vg1}$  y  $i_{vg2}$  son las corrientes que fluyen hacia en el convertidor de 3 niveles. Después derivando esta ecuación para obtener una simulación dinámica para de esta manera obtener la expresión de voltaje para cada uno de los 2 capacitores, se obtienen estas expresiones a partir de las ecuaciones (4.29) y (4.30).

$$\begin{aligned}
C_1 \frac{dV_{cap1}}{dt} &= i_{vc1} - (P_{a1}i_{ag} + P_{b1}i_{bg} + P_{c1}i_{cg}) \\
C_2 \frac{dV_{cap2}}{dt} &= i_{vc2} - (P_{a2}i_{ag} + P_{b2}i_{bg} + P_{c2}i_{cg})
\end{aligned} \tag{4.29}$$

$$\begin{aligned}
V_{cap1} &= \frac{1}{C_1S} [i_{vc} - (P_{a1}i_{ag} + P_{b1}i_{bg} + P_{c1}i_{cg})] \\
V_{cap2} &= \frac{1}{C_2S} [i_{vc} - (P_{a2}i_{ag} + P_{b2}i_{bg} + P_{c2}i_{cg})]
\end{aligned} \tag{4.30}$$

Aplicando la ecuación (3.19) a la ecuación (4.1), aplicando el mismo procedimiento que se aplicó en la unidad 3, se obtienen las ecuaciones de voltaje del convertidor en marcos de referencia síncrono, siendo la misma expresión en la ecuación (4.16). Aplicando las ecuaciones (3.19) y (3.20) a la ecuación (4.23), se obtienen las expresiones de voltaje de fase a neutro provenientes del convertidor, en marcos de referencia síncrono. Definidos en ecuación (4.31).

$$\begin{aligned} U_{dn} &= f_{d1} * V_{cap1} + f_{d2} * V_{cap2} \\ U_{qn} &= f_{q1} * V_{cap1} + f_{q2} * V_{cap2} \end{aligned} \quad (4.31)$$

De la ecuación (4.31), las expresiones  $f_{d1}$ ,  $f_{d2}$ ,  $f_{q1}$ ,  $f_{q2}$  son las funciones de conmutación en marcos de referencia síncrono, estas funciones se definen en las siguientes ecuaciones:

$$f_{d1} = \frac{2P_{a1} \cos \theta - P_{b1} \cos \theta - P_{c1} \cos \theta + \sqrt{3}P_{b1} \sin \theta - \sqrt{3}P_{c1} \sin \theta}{3} \quad (4.32)$$

$$f_{d2} = \frac{2P_{a2} \cos \theta - P_{b2} \cos \theta - P_{c2} \cos \theta + \sqrt{3}P_{b2} \sin \theta - \sqrt{3}P_{c2} \sin \theta}{3}$$

$$f_{q1} = \frac{P_{b1} \sin \theta - 2P_{a1} \sin \theta + P_{c1} \sin \theta + \sqrt{3}P_{b1} \cos \theta - \sqrt{3}P_{c1} \cos \theta}{3} \quad (4.33)$$

$$f_{q2} = \frac{P_{b2} \sin \theta - 2P_{a2} \sin \theta + P_{c2} \sin \theta + \sqrt{3}P_{b2} \cos \theta - \sqrt{3}P_{c2} \cos \theta}{3}$$

Finalmente, sustituyendo la ecuación (4.31) en (4.16), y después derivando el modelo del convertidor para obtener una simulación dinámica, la ecuación (4.16) para el caso del convertidor multinivel de 3 niveles en marcos de referencia síncrono, se ordena de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} L_{dg} \dot{i}_{dg} &= \frac{1}{L_{dg} s} [f_{d1} V_{cap1} + f_{d2} V_{cap2} - V_{dn} - R_{dg} i_{dg}] \\ L_{qg} \dot{i}_{qg} &= \frac{1}{L_{qg} s} [f_{q1} V_{cap1} + f_{q2} V_{cap2} - V_{qn} - R_{qg} i_{qg}] \end{aligned} \quad (4.34)$$

Para obtener el valor del voltaje de los 2 capacitores  $V_{cap1}$  y  $V_{cap2}$  en marcos de referencia síncrono se emplean las matrices de transformada y anti-transformada presentes en las ecuaciones (3.19) y (3.20), se obtiene la simulación dinámica para de esta manera obtener la expresión de voltaje para cada uno de los 2 capacitores se obtienen estas expresiones a partir de las ecuaciones (4.35) y (4.36).

$$C_1 \frac{dV_{cap1}}{dt} = i_{vc1} - (P_{d1}i_{dg} + P_{q1}i_{qg}) \quad (4.35)$$

$$C_2 \frac{dV_{cap2}}{dt} = i_{vc2} - (P_{d2}i_{dg} + P_{q2}i_{qg})$$

$$V_{cap1} = \frac{1}{C_1 S} [i_{vc} - (P_{d1}i_{dg} + P_{q1}i_{qg})]$$

$$V_{cap2} = \frac{1}{C_2 S} [i_{vc} - (P_{d2}i_{dg} + P_{q2}i_{qg})] \quad (4.36)$$

#### 4.4 Simulación de un modelo equivalente de 2 convertidores Back to Back de 2 niveles.

El convertidor usado para este caso de estudio es de 30 kW, cuyos parámetros están definidos en la tabla B-1 en el apéndice B. Para este caso de estudio se simulan dos convertidores, un convertidor compuesto tradicionalmente por interruptores, conformados por dos convertidores espalda con espalda (Back to Back por sus siglas en inglés), y el otro convertidor modelado discretamente, empleando las ecuaciones diferenciales descritas con anterioridad, empleándose en ambos casos convertidores de 2 niveles mostrado en la figura 4.6 un convertidor convencional (el primer convertidor operando como rectificador y el segundo operando como inversor). Los resultados obtenidos se muestran en las figuras 4.7 y 4.8, mostrando las corrientes que fluyen en el rectificador y en el inversor de los 2 convertidores a estudiar (el convencional y el modelado, respectivamente) y en la figura (4.9) muestra las forma de onda del voltaje del bus de CD, para el convertidor convencional y el convertidor modelado respectivamente.

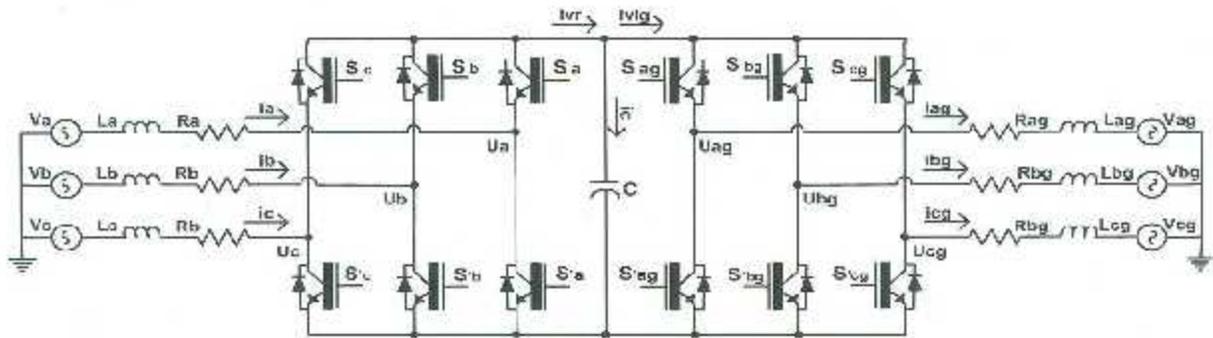


Figura 4.6. Convertidor trifásico de 2 niveles a estudiar.

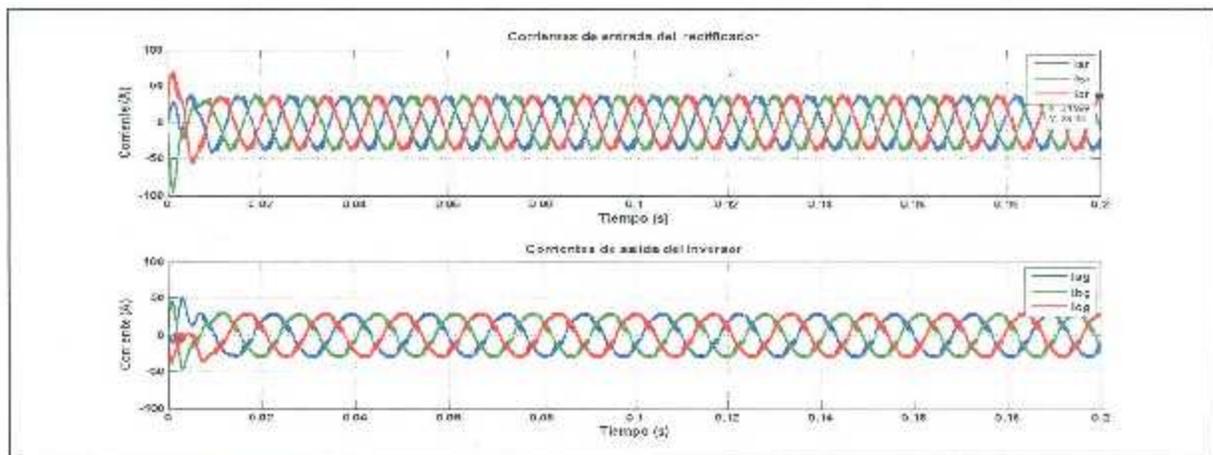


Figura 4.7. Forma de onda de la corriente para los dos convertidores convencionales.

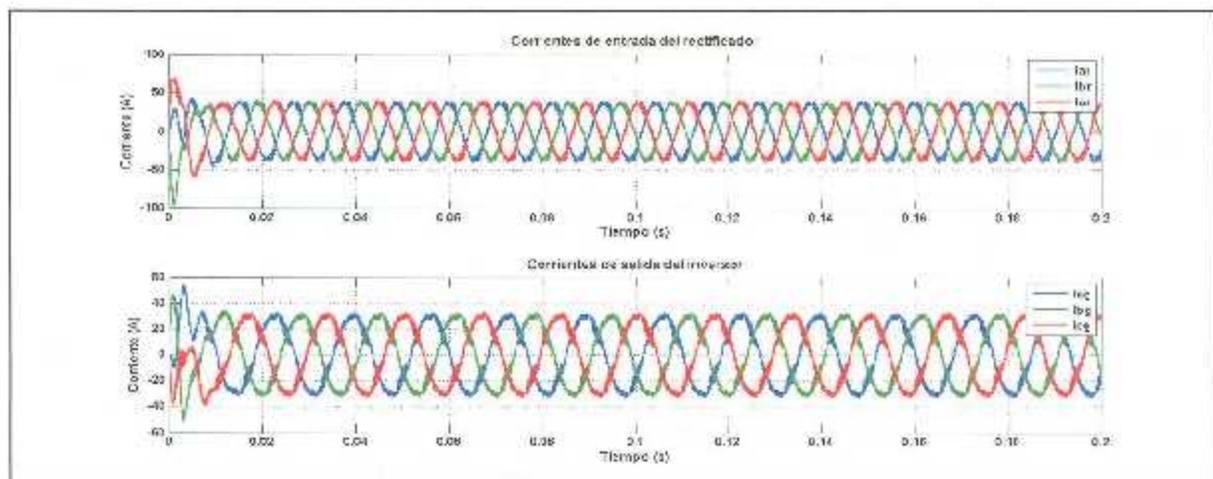


Figura 4.8. Forma de onda de la corriente para los dos convertidores modelados.

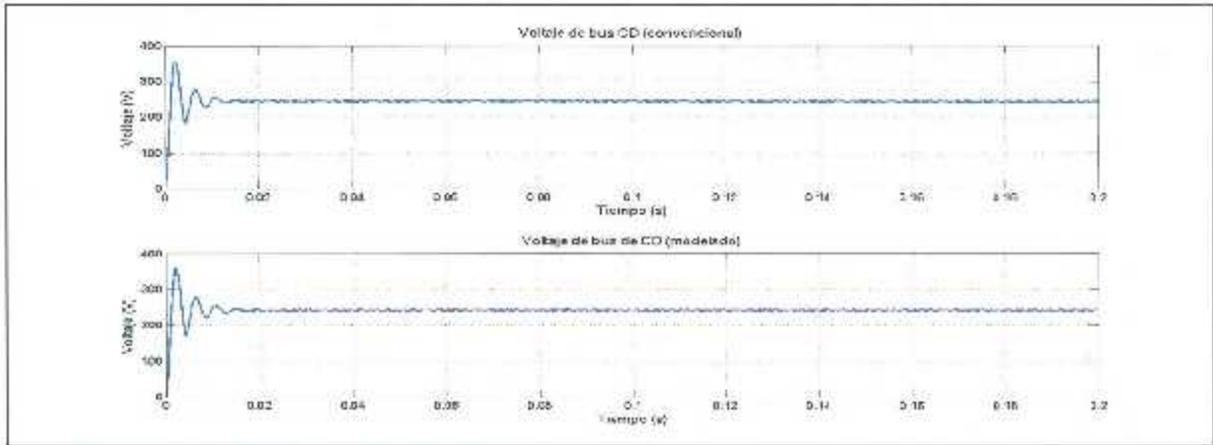


Figura 4.9. Forma de onda del bus de CD para el convertidor convencional y modelado.

# Capítulo 5

## Modulación y control del convertidor

### 5.1. Introducción.

Para poder generar una forma de onda de voltaje deseado para la salida de un convertidor, es necesario controlar el encendido y apagado de los dispositivos de conmutación. Las estrategias de modulación se encargan de generar los patrones de conmutación necesarios para generar dichos voltajes de salida. La importancia de este tema radica en mayor parte en el desempeño del convertidor, lo anterior se debe, a estas estrategias de modulación empleadas, por ese motivo, es importante el estudio de las diferentes estrategias de modulación que rigen el control de los dispositivos de conmutación.

### 5.2 Esquemas de modulación para convertidores multinivel.

Las técnicas de modulación son muy importantes para definir el desempeño de los convertidores multinivel. A través de los años, numerosas estrategias de modulación para convertidores multinivel se han reportado en la literatura, teniendo de esta manera, una gran variedad de técnicas de modulación para los convertidores multinivel [7-8]. Estas estrategias de modulación se clasifican ampliamente como se muestra en la figura 5.1 y son las siguientes [12]:

1. Modulación de baja frecuencia.
  - 1.1. Técnica de eliminación selectiva de armónicos PWM (SHEPWM por sus siglas en inglés).
2. Modulación de alta frecuencia.
  - 2.1. Técnica de modulación de ancho de pulso por espacios vectoriales (SVPWM por sus siglas en inglés).
  - 2.2. Técnica de desplazamiento de nivel PWM (PSPWM por sus siglas en inglés).
  - 2.3. PWM con disposición de portadoras.

- 2.3.1. Técnica de disposición de fase PWM (PDPWM por sus siglas en inglés).
- 2.3.2. Técnica de disposición oposición de fase PWM (PODPWM por sus siglas en inglés).
- 2.3.3. Técnica de disposición oposición de fase alternada PWM (APODPWM por sus siglas en inglés).

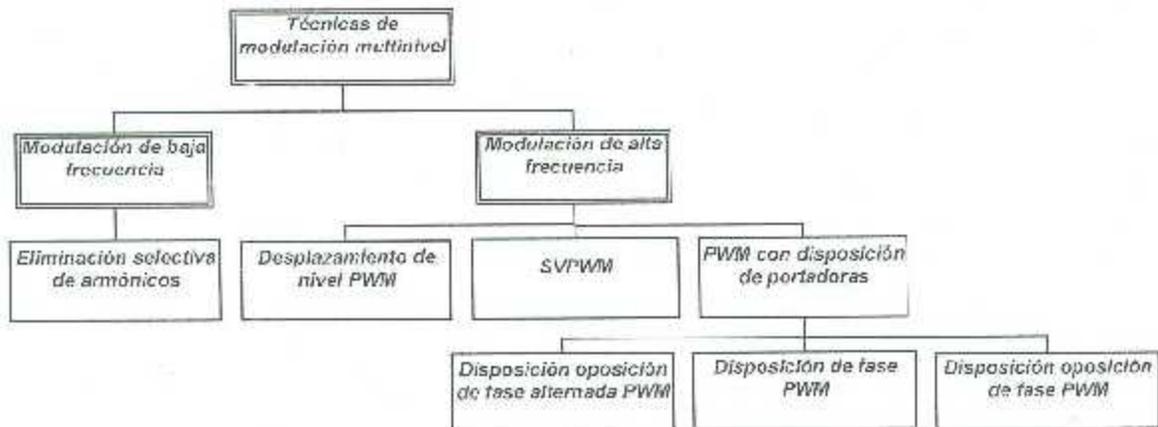


Figura 5.1. Clasificación general de las técnicas de modulación para convertidores multinivel.

### 5.2.1 Modulación de baja frecuencia.

Este tipo de modulación trabaja a frecuencias de modulación baja (frecuencias cercanas a la red eléctrica), la principal ventaja en la implementación de este tipo de modulación sería, al momento de trabajar a bajas frecuencias de conmutación, los interruptores conmutarían solamente una vez por cada ciclo, dando como resultado, menores pérdidas de conmutación y menor estrés en los dispositivos de conmutación. La principal desventaja sería, el empleo de filtros grandes para atenuar la salida del convertidor [8].

#### 5.2.1.1 Eliminación selectiva de armónicos.

Esta técnica, también llamada escalera o de conmutaciones a frecuencia fundamental [8], es muy conveniente para convertidores multinivel, ya que al emplear esta técnica de modulación es posible obtener una salida de tensión con un THD bajo, sin utilizar filtro de salida. Debido a que, los dispositivos semiconductores sólo conmutan una vez por ciclo se tienen bajas pérdidas por conmutación en los dispositivos semiconductores, lo que permite

tener un nivel bajo de EMI, al momento de ir aumentando la cantidad del niveles de salida para el convertidor multinivel.

La figura 5.2 muestra la forma de onda típica de salida para un convertidor multinivel de 7 niveles al cual, se le aplica la técnica de modulación SHEPWM.

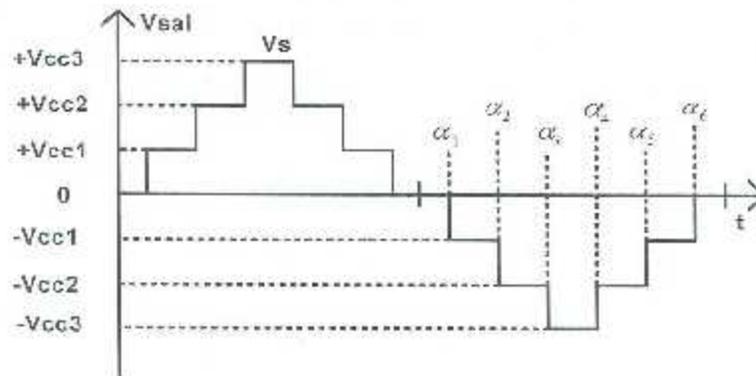


Figura 5.2. Forma de onda de un convertidor multinivel de 7 niveles.

En la figura 5.2 se observa que el voltaje pico  $V_s$  está conformado por 6 escalones de voltaje con un valor de  $V_{cc}$ , lo cual se obtienen de fuentes de CD independientes o por medio de un divisor de voltaje por medio de capacitores cargados con este valor requerido de voltaje, de tal manera, como se explicó en la unidad 2.

Realizando el análisis de Fourier, los coeficientes para el voltaje de salida del convertidor multinivel de la figura 5.2 se calculan como la suma de los coeficientes de cada forma de la onda rectangular [49-51]:

$$H(n) = \frac{4}{N\pi} [V_{cc1} \cos(N\alpha_1) + V_{cc2} \cos(N\alpha_2) + V_{cc3} \cos(N\alpha_3) + \dots + V_{ccS} \cos(N\alpha_S)] \quad (5.1)$$

donde  $N$  es el  $N$ -ésimo armónico de la serie de Fourier de la señal de salida del convertidor [50],  $S$  es el número de niveles del convertidor y  $\alpha_1, \dots, \alpha_S$  son los ángulos de conducción de los interruptores del convertidor. Considerando la forma de onda de la figura 5.2, de la ecuación (5.1), existen 2 variantes para conseguir la eliminación de los armónicos de orden bajo [49]:

1. Se optimizan los ángulos  $\alpha_i$  y se mantienen las amplitudes de los voltajes de cada nivel constantes e iguales ( $V_{cc}$ ).
2. Se optimiza la altura de los escalones de voltaje para controlar la salida del convertidor manteniendo constantes los ángulos de conducción  $\alpha_i$  a sus valores óptimos.

Todas las fuentes de CD, son del mismo valor de voltaje, dando como resultado la siguiente sustitución.

$$V_{cc1} = V_{cc2} = V_{cc3} = V_c \quad (5.2)$$

Después, se procede al cálculo de los ángulos de conmutación para reducir el THD permitiendo la eliminación los armónicos de bajo orden. Esta estrategia de modulación PWM, donde el voltaje de salida fundamental  $H(1) = h1$ , es controlado por los ángulos de disparo.

Debido a la simetría de la forma de onda de salida del convertidor multinivel, el voltaje de salida sólo existe armónicos de orden impar. Si se considera para un sistema trifásico, para el voltaje de línea a línea no existen los armónicos múltiplos de tres [8].

En la ecuación (5.1) se permite obtener un sistema de ecuaciones no lineales, para el cálculo de los ángulos de conmutación. Para el análisis de un convertidor de 7 niveles, presente en la figura 5.2, y sustituyendo las expresiones de la ecuación (5.2) en (5.1), se obtiene la siguiente ecuación:

$$H(n) = \frac{4V_c}{n\pi} [\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) + \cos(n\alpha_3)] \quad (5.3)$$

A partir de esta expresión, se definen las siguientes ecuaciones:

1. La ecuación no lineal para la componente fundamental, con un índice de modulación M, es igual a la siguiente ecuación:

$$\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) = \frac{sm_a\pi}{4} \quad (5.4)$$

2. Las dos ecuaciones no lineales restantes para los armónicos de orden impar, siendo estos los armónicos atenuar están definidas por:

$$\cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) = 0 \quad (5.5)$$

$$\cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) = 0$$

Definiéndose el índice de modulación para el control del voltaje de salida, por medio de la siguiente ecuación [51]:

$$m_a = \frac{h1}{sV_c} \quad (5.6)$$

Los ángulos calculados deben de estar en el orden  $0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \pi/2$ . Una vez obtenidos, los ángulos restantes  $\alpha_4, \alpha_5, \alpha_6$  se obtienen por medio de la simetría de la forma de onda de salida. Para la forma de onda de la figura 5.2 se tiene que:

$$\begin{aligned} \alpha_4 &= \pi - \alpha_3 \\ \alpha_5 &= \pi - \alpha_2 \\ \alpha_6 &= \pi - \alpha_1 \end{aligned} \quad (5.7)$$

Este conjunto de ecuaciones trascendentes no lineales se pueden resolver con métodos numéricos iterativos, como el de Newton-Raphson [8].

### 5.2.2 Modulación de alta frecuencia.

Para este tipo de modulación, en comparación a la modulación de baja frecuencia, esta modulación trabaja a frecuencias de modulación altas (frecuencias entre 2 a 30 kHz, siendo la frecuencia de la señal portadora, teniendo múltiplos enteros de la frecuencia de la señal de referencia), la principal ventaja en la implementación de este tipo de modulación sería, la implementación de un filtro sencillo, ya que este filtro se diseñaría para atenuar las armónicos cercanos a la frecuencia de conmutación. La principal desventaja a este tipo de modulación serían las pérdidas de conmutación, dando como resultado menor eficiencia al convertidor.

### 5.2.2.1 PWM con disposición de portadoras.

Esta es la estrategia de modulación más popular para el disparo de los dispositivos de conmutación de los convertidores multinivel. Esta popularidad se debe principalmente a que esta técnica posee la capacidad de variar la amplitud de voltaje de salida del convertidor, solamente variando el índice de modulación  $m_a$ , su fácil implementación en comparación a la técnica SVPWM y de su buena respuesta THD [52-53]. La técnica de modulación de ancho de pulso senoidal (SPWM, por sus siglas en inglés), para un convertidor multinivel, se forma de la comparación de una señal modulada (típicamente una señal modulada con índice de modulación  $m_a$ ), con  $n-1$  señales portadoras (típicamente señales triangulares) para generar el patrón de conmutación para los dispositivos conmutadores. En la figura 5.3 se muestra la implementación de la técnica SPWM para un convertidor de 2 niveles, donde se compara una señal portadora con una señal de referencia, de esta manera se generan patrones de modulación que gobiernan los dispositivos de conmutación.

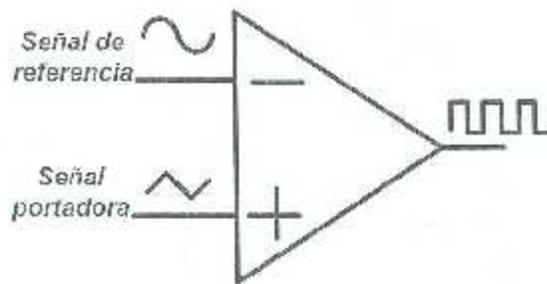


Figura 5.3. Principio de generación PWM.

El índice de modulación de frecuencia  $m_f$  y el de modulación de amplitud  $m_a$  se definen por:

$$\begin{aligned} m_f &= \frac{f_c}{f_a} \\ m_a &= \frac{A_c}{A_{cyp}} \end{aligned} \quad (5.8)$$

donde  $f_c$  y  $f_a$  son las expresiones de la frecuencia de la señal portadora y la señal de referencia respectivamente, los términos  $A_c$  y  $A_{cyp}$  son las expresiones de la amplitud de la

señal de referencia y la señal portadora respectivamente. La técnica de modulación SPWM con disposición de portadoras se divide en 3 variantes (PDPWM, PODPWM y APODPWM), tal y como se vio en el apartado 5.2, se describen cada una de estas tres técnicas de modulación.

### 5.2.2.1.1 Disposición de fase PWM.

La técnica de modulación PDPWM, para su implementación, las señales portadoras deben coincidir todas estas señales en fase, pero desfasadas por su nivel y positivo de OFFSET (ganancia de CD), tal como se muestra en la figura 5.4. Su principio de operación se basa en la comparación de la señal modulada de referencia, con respecto a  $n - 1$  señales portadoras, para determinar el patrón de conmutación de los dispositivos de conmutación. Para esta técnica, los armónicos más significativos están concentrados en la frecuencia de la portadora. También se tiene que el método PDPWM donde se encuentran solo armónicos impar para  $m_f$  impares y encuentra armónicos pares para  $m_f$  pares. La figura 5.4 muestra la técnica de modulación PDPWM para un convertidor multinivel de 9 niveles, donde se requieren 8 señales portadoras todas estas señales están en fase y con la misma amplitud, y una señal de referencia modulada.

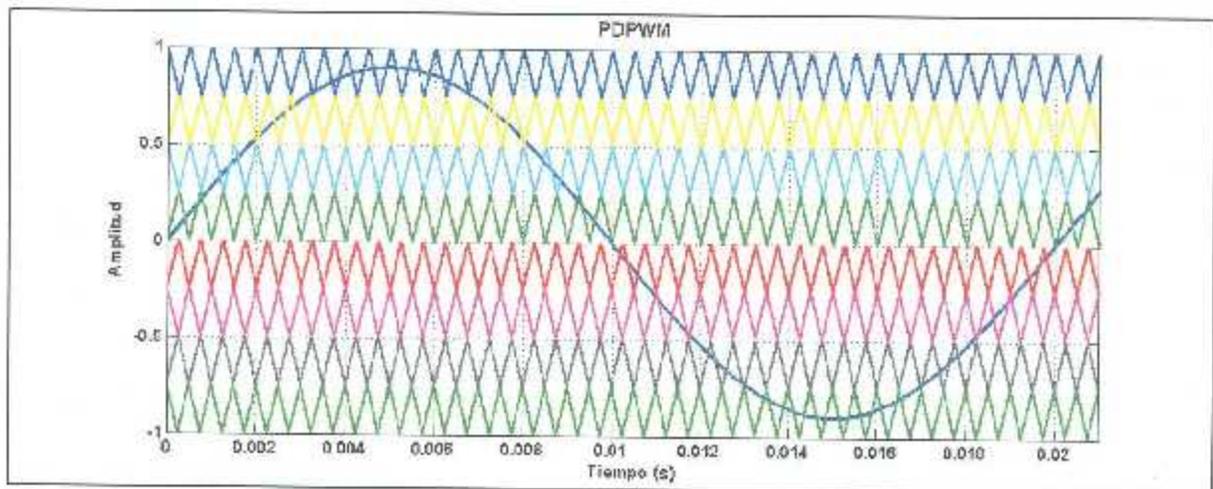


Figura 5.4. Forma de onda de la técnica PDPWM para un convertidor de 9 niveles.

### 5.2.2.1.2 Disposición oposición PWM.

La técnica de modulación PODPWM, para su implementación, las señales portadoras están desplazadas por incrementos de OFFSET igual que a la técnica de PDPWM, en este caso las señales portadoras que se encuentran por encima del cero están en fase como lo fue en la técnica anterior, y las señales portadoras que se encuentran por debajo del cero presentan un corrimiento de fase de  $180^\circ$  grados eléctricos, tal como se muestra en la figura 5.5. Empleando el análisis de Fourier se tienen los armónicos más significantes están localizados en las dos bandas laterales alrededor de la frecuencia portadora. Este método se encuentra en simetría de cuarto de onda para  $m_f$  pares y simetría impar para  $m_f$  impares. Por tanto para  $m_f$  pares sólo estarán presentes en las salidas armónicas impares, y para  $m_f$  impares armónicos pares e impares. La figura 5.5 muestra la técnica de modulación PODPWM para un convertidor multinivel de 9 niveles.

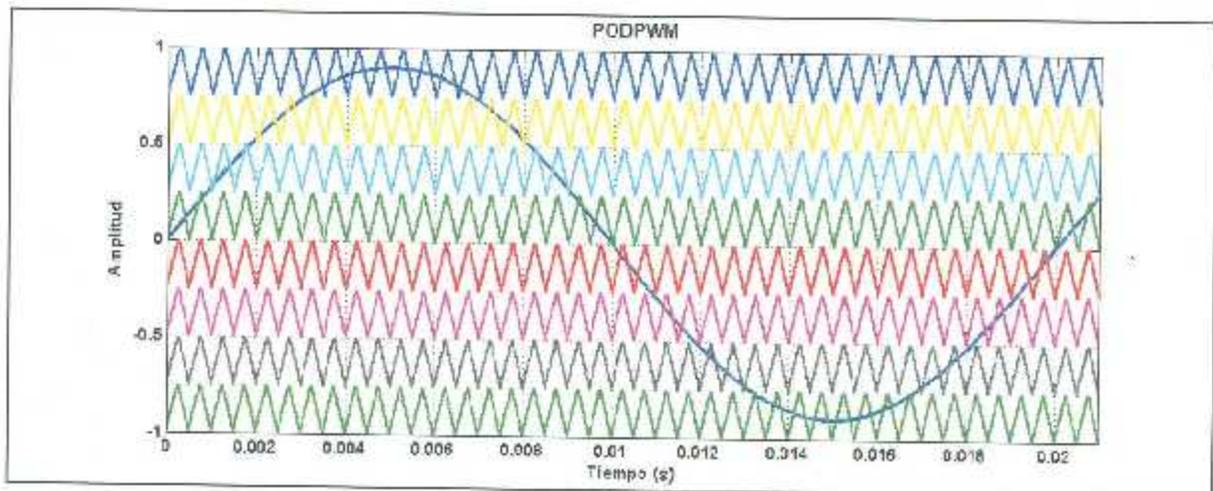


Figura 5.5. Forma de onda de la técnica PODPWM para un convertidor de 9 niveles.

### 5.2.2.1.3 Disposición oposición de fase alternada PWM.

La técnica de modulación APODPWM, para su implementación, las señales portadoras están desplazadas por incrementos de OFFSET igual que a las 2 técnicas anteriores, en este caso todas las señales portadoras están desfasadas una con respecto a la contigua por  $180^\circ$  grados eléctricos, tal como se muestra en la figura 5.6. El desempeño y el principio de operación son

básicamente el mismo que a las 2 técnicas anteriores. La figura 5.6 muestra la técnica de modulación APODPWM para un convertidor de 9 niveles.

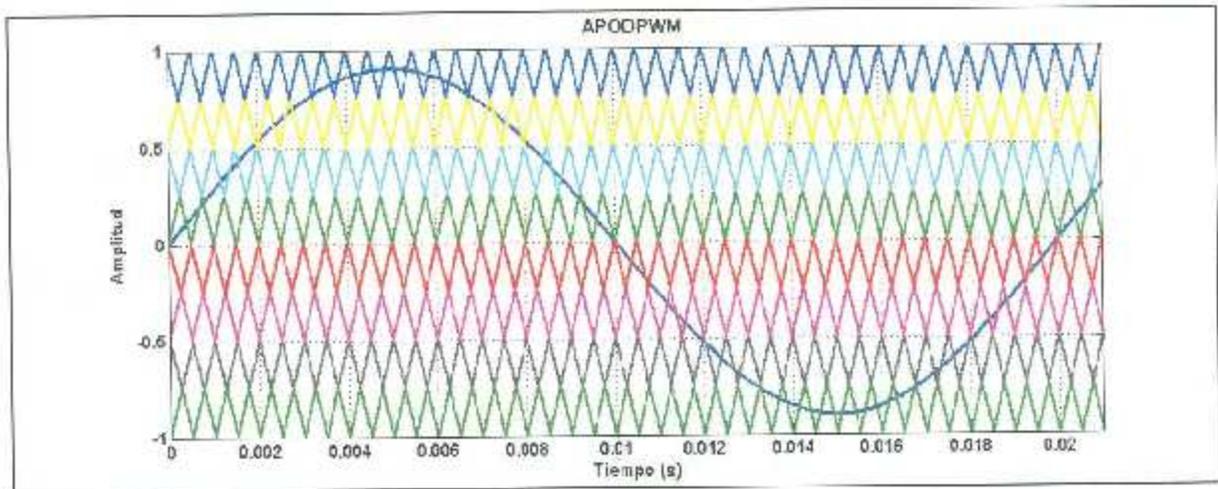


Figura 5.6. Forma de onda de la técnica APODPWM para un convertidor de 9 niveles.

### 5.2.2.2 Desplazamiento de nivel PWM.

La característica principal de la técnica PSPWM es la de realizar corrimientos de fase entre las señales portadoras, con la finalidad de posicionar el rizo de la conmutación a una frecuencia mucho mayor que la frecuencia de conmutación, dando como resultado la reducción del contenido armónico del voltaje de salida del convertidor [53-54]. Esta técnica de modulación utiliza  $(n - 1)$  señales portadoras de la misma amplitud y frecuencia, como fueron en los casos de los análisis de las 3 técnicas anteriormente vistas (PDPWM, PODPWM y APOSPWM), pero desfasadas según la cantidad del número de niveles  $n$  del convertidor multinivel, por medio de un ángulo  $\theta_p$ , donde este ángulo de desplazamiento se determina por medio de la ecuación (5.9):

$$\theta_p = \frac{360}{n - 1} \quad (5.9)$$

La figura 5.7 muestra la técnica de modulación APODPWM para un convertidor multinivel de 9 niveles, donde emplea 8 señales portadoras con un ángulo de desplazamiento de  $45^\circ$  para este convertidor empleado.

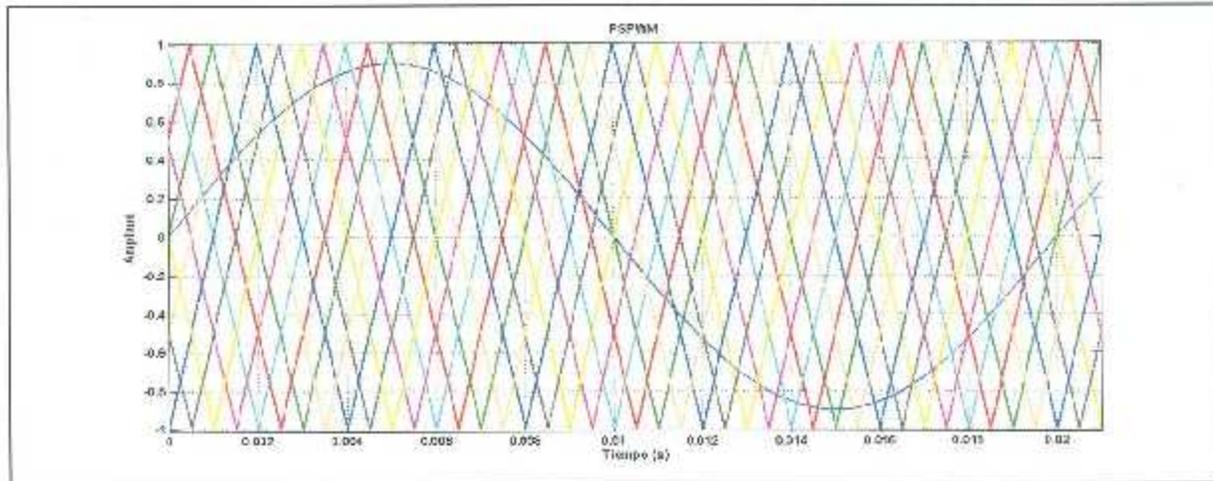


Figura 5.7. Forma de onda de la técnica PSPWM para un convertidor de 9 niveles.

### 5.2.2.3 Modulación de ancho de pulso de espacios vectoriales.

La técnica SVPWM fue ampliamente empleada en los años 80's para los convertidores tradicionales y tuvo bastante aceptación gracias a su característica de aprovechar al máximo el bus de CD, hasta llegar a operar en la zona de sobre modulación [8]. Para aplicar esta estrategia en modulación se utilizan los procesadores digitales de señales (DSP's, por sus siglas en inglés), que se encargan de agilizar su implementación, en comparación a los circuitos tradicionales; sin embargo, la desventaja aparece cuando esta técnica se aplica a los convertidores multinivel, en especial mayores de 5 niveles, ya que se presenta la complejidad del desarrollo matemático, que aumenta considerablemente, dando como resultado el incremento de los costos computacionales [13].

En la estrategia SVPWM, el voltaje de salida del convertidor se expresa como un vector de referencia, dentro del mapa de los vectores de conmutación. La longitud del vector de referencia se relaciona directamente con la amplitud y la frecuencia del voltaje de salida. Para esta estrategia de modulación es importante distinguir los estados de conmutación ( $N_{est}$ ) y los vectores de conmutación ( $N_{vec}$ ), debido principalmente a los diferentes vectores de conmutación se pueden implementar por medio de una gran cantidad de estados de conmutación en función de la cantidad de  $n$  niveles que conforman al convertidor multinivel. La cantidad de vectores de conmutación se representa por la ecuación (5.10), mientras, que la cantidad de estados de conmutación se representa por la ecuación (5.11).

$$N_{vec} = 1 + 6 \sum_{l=1}^{n-1} l \quad (5.10)$$

$$N_{est} = n^3 \quad (5.11)$$

Se observa que a partir de las ecuaciones (5.9) y (5.10), al momento de aumentar la cantidad de niveles del convertidor multinivel, la complejidad de la selección de los vectores y estados de conmutación se incrementan de manera severa. Debido a que en la mayoría de los vectores de conmutación poseen múltiples estados de conmutación, por lo que se tiene que emplear un método computacional para encontrar un medio sistemático que calcule todos los estados de conmutación y seleccione el más adecuado de estos, para el encendido de los dispositivos de conmutación [55]. La figura 5.8 muestra los estados y vectores de conmutación para un convertidor de 3 niveles, conformado por 27 estados de conmutación y 18 vectores de conmutación.

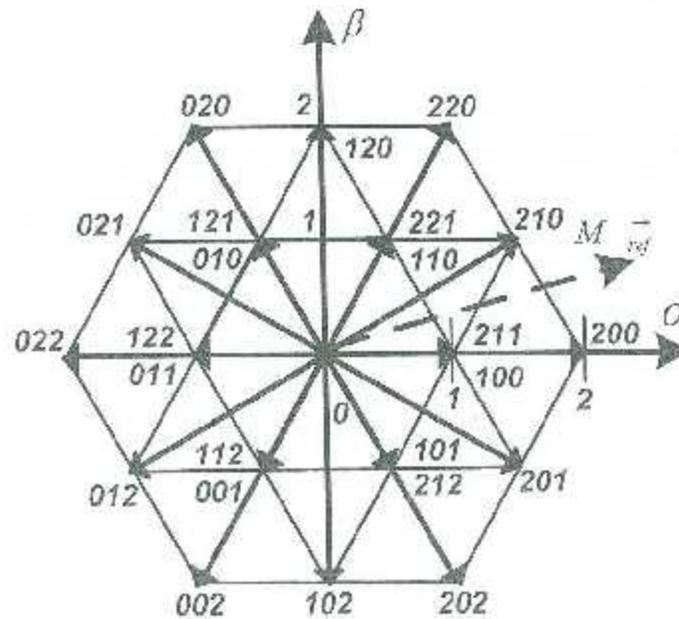


Figura 5.8. Vectores de conmutación para el convertidor de 3 niveles.

El método para cualquier convertidor de  $n$  niveles comprende principalmente de 2 etapas siendo estas:

1. La determinación de los 3 vectores más cercanos al vector de referencia  $M_{ref}$ .
2. Cálculo de los ciclos de trabajo para cada vector de conmutación.

Para el cálculo del vector de referencia se realiza el promedio de los 3 vectores más cercanos a dicho vector de referencia, mediante la expresión de la ecuación (5.12).

$$M_{ref} = d_1 M_1 + d_2 M_2 + d_3 M_3 \quad (5.12)$$

donde  $d_1$ ,  $d_2$  y  $d_3$  son las expresiones que representan los ciclos de trabajo de los vectores adyacentes  $M_1$ ,  $M_2$  y  $M_3$  respectivamente. Para determinar la duración de los ciclos de trabajo  $d_1$ ,  $d_2$  y  $d_3$ , se obtienen mediante el análisis matemático explicado detalladamente en [56]. Por último, una vez determinados la duración de los ciclos de trabajo, y determinado el vector de referencia  $M_{ref}$ , el algoritmo de la técnica de modulación debe determinar las posiciones adecuadas para los interruptores y de esta manera optimizar el funcionamiento del convertidor (para cada estado de conmutación solamente se debe de cambiar de estado solamente un interruptor de conmutación).

### 5.3 Configuración del sistema.

En la figura 5.9 se muestra el diagrama a bloques de un PMSG de 6 fases de velocidad variable para un sistema de conversión de energía eólica (WECS, por sus siglas en inglés). EL sistema consiste en una turbina eólica, una caja multiplicadora (opcional), un PMSG hexafásico, 3 convertidores de potencia (1 rectificador PWM de 3 niveles, 1 rectificador PWM de 5 niveles de topología diodo fijador y un inversor multinivel trifásico de 9 niveles tipo RV), y 3 transformadores monofásicos en conexión en estrella, sirviendo como acoplamiento hacia la red eléctrica.

El control del sistema de energía eólica incluye el control del lado del generador, control de potencia activa con el seguimiento de punto de máxima potencia (MPPT, por sus siglas en

inglés) y el control del lado de la red, control del voltaje del bus de CD y control de la potencia activa y reactiva entregada a la red eléctrica. En comparación a los sistemas de energía eólica con generador de inducción doblemente alimentado (DFIG por sus siglas en inglés), en el que solamente alrededor del 30% de la potencia total de los flujos por convertidores, los convertidores en la figura 5.9 procesan toda la potencia del generador a la red. El uso de convertidores de capacidad completa permite el control para el generador y convertidores del lado de la red para ser desacoplados y aumenta el rango de operación del generador.

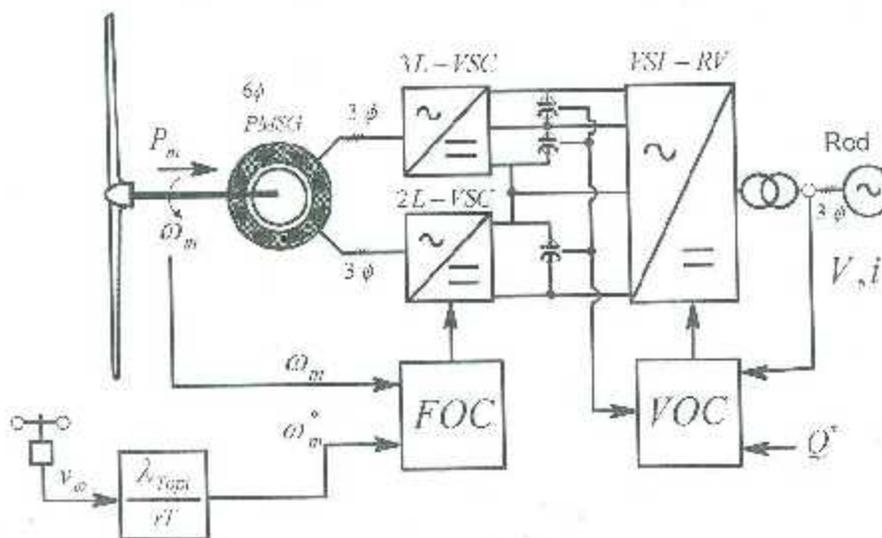


Figura 5.9. Diagrama de un sistema de energía eólica con PMSG de velocidad variable.

#### 5.4 Controladores para los generadores síncronos de imanes permanentes.

Los generadores síncronos se pueden controlar por una gran cantidad de métodos para lograr diferentes objetivos. Por ejemplo, la corriente del estator en el eje  $d$  del generador puede ser ajustada a cero durante la operación para lograr una relación lineal entre la corriente del estator y el par electromagnético. Alternativamente, el generador se puede controlar para producir el par máximo con un mínimo de la corriente del estator. Sin embargo, otro enfoque es para operar el sistema con factor de potencia unitario.

El control de par directo (DTC, por sus siglas en inglés) y el control de flujo orientado (FOC, por sus siglas en inglés), son los 2 algoritmos comúnmente empleados para el control de máquinas rotatorias [53]. El principio básico del control DTC es la aproximación de los

acoplamiento del flujo magnético del estator y del par electromagnético que son estimados y comparados con sus valores de referencia. Basándose en los algoritmos de control para mitigar los errores entre los valores de referencia y estimados, el par de referencia y el flujo se pueden lograr controlando los estados del convertidor. Por otra parte, al emplear el algoritmo de control FOC el PMSG puede ser controlado fácilmente como una máquina de CD. En el control FOC, las componentes  $dq$ , se encuentran girando a una velocidad angular de la máquina, con el componente  $d$  alineado con la dirección del flujo, por lo tanto, la componente de corriente del eje directo  $i_{ds}$  produce flujo electromagnético y la componente de corriente del eje en cuadratura  $i_{qs}$  produce el par electromagnético. De esta manera, las corrientes de las componentes  $dq$  se pueden controlar independientemente por dos controles de lazo cerrado, por medio del algoritmo de control FOC, siendo, que esta estrategia de control, la que controla indirectamente el par electromagnético y la velocidad del PMSG [58].

Al elegir una estrategia de control de DTC o FOC para el control del convertidor del lado del generador, sus ventajas y desventajas se necesitan ser analizadas y de acuerdo con los requisitos de funcionamiento de los sistemas PMSG de accionamiento directo. El DTC tiene las ventajas de que el par electromagnético puede ser cambiado muy rápidamente cambiando el par electromagnético de referencia, y no se necesitan transformaciones de coordenadas y controladores PI que disminuyen el esfuerzo computacional. Por otro lado, el enfoque DTC presenta también algunas desventajas tales como [57]:

1. La dificultad para controlar el par a muy baja velocidad.
2. Las ondulaciones de alta corriente y par.
3. El alto nivel de ruido a baja velocidad.

Cuando se trata del enfoque FOC, aunque su implementación requiere un gran esfuerzo computacional incluyendo el control PI y las transformaciones de coordenadas, posee las siguientes ventajas [57]:

1. Velocidad rápida y respuesta de par electromagnético.
2. Excelente rendimiento a baja velocidad.
3. Variaciones de baja corriente y de par electromagnético.

Para la aplicación de sistemas PMSG de accionamiento directo, los PMSGs son accionados sin caja multiplicadora, lo directamente por el aerogenerador que significa que las velocidades

de operación siempre estén en un rango relativamente bajo. Además, las ondulaciones de par de los PMSG de accionamiento directo deben ser controladas a un nivel bajo para disminuir las tensiones mecánicas en el aerogenerador. Sobre la base del análisis anterior, se encontró que el enfoque FOC era más adecuado para los sistemas PMSG de impulsión directa que el enfoque DTC.

#### 5.4.1 Control de flujo orientado.

El control FOC, es una de las técnicas de control más empleadas para controlar el par electromagnético  $T_e$  de un PMSG. Para una implementación más sencilla para esta estrategia de control, el FOC emplea los marcos de referencia síncrono [59]. El control FOC es una estrategia de control de lazo cerrado, y está compuesta por dos controladores internos de corriente necesarios para controlar el par electromagnético, y un controlador externo de velocidad. Los controladores implementados son los controladores lineales PI (Proporcional-integral), debido a su buena estabilidad del sistema ante errores en estado estacionario [60]. El diagrama a bloques para la estrategia del control FOC, se muestra en la figura 5.10.

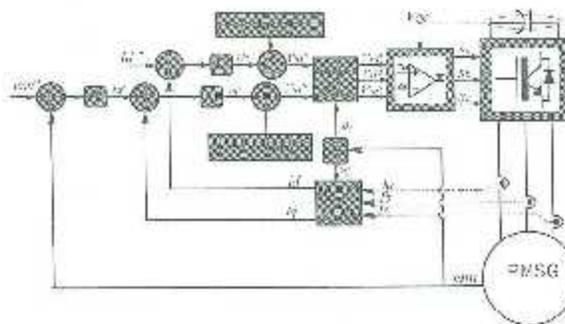


Figura 5.10. Diagrama del sistema FOC para el PMSG.

Los valores de medición necesarios en el control FOC son la tensión del bus de CD, las corrientes de estator para cada una de las tres fases y la posición del rotor del PMSG. En el caso de obtener la velocidad y la posición de la máquina, se emplea un codificador en el eje de la máquina, de esta manera se obtiene la posición y la velocidad del PMSG. Las componentes de los ejes directo y en cuadratura son las corrientes de retroalimentación, para los controladores descritos con anterioridad. El controlador externo de velocidad genera el par electromagnético, que controlara las componentes de las corrientes de referencia del eje

directo  $i_{ds}^*$  y eje en cuadratura  $i_{qs}^*$ . Estas dos corrientes de referencia se comparan con las corrientes medidas una vez transformadas en marcos de referencia síncrono, y se envían a sus respectivos controladores de corriente. La salida de estos 2 controladores representan los voltajes requeridos para la estrategia de modulación del convertidor en marcos de referencia síncrono. Las componentes de corrientes del estator se controlan independientemente una de la otra y es necesaria la compensación para mejorar la respuesta transitoria de todo el sistema descrita por la siguiente ecuación [60].

$$\begin{aligned} \text{Acoplamiento 1} &= \omega_e L_q i_{qs} \\ \text{Acoplamiento 2} &= -\omega_e L_d i_{ds} + \omega_e \lambda_r \end{aligned} \quad (5.13)$$

De la ecuación anterior, son las expresiones empleadas para desacoplar la ecuación (3.26), debido a este problema al aplicar el sistema de control da lugar, a dificultades en el diseño del controlador y el rendimiento dinámico insatisfactorio, por este motivo se utiliza el desacoplado, con el fin de tener los controladores PI más convenientes y el sistema de control más estable, descritos en [28]. Al fin de obtener una estrategia control más sencilla para operar el sistema del PMSG, se deben de tener en cuenta algunas simplificaciones con respecto al par electromagnético producido [61-64]. El par electromagnético de carga puede controlarse controlando el ángulo de par. Algunas estrategias de control PMSG encontrados en la literatura son las siguientes:

1. Control de corriente de eje directo a un valor cero (ZDC, por sus siglas en inglés).
2. Control máximo de par por amperio (MTPA, por sus siglas en inglés).
3. Control de factor de potencia unitario (UPF, por sus siglas en inglés).

#### 5.4.1.1 Control de corriente de eje directo cero (ZDC).

El esquema de control del generador se muestra en la figura 5.11. El control ZDC y el algoritmo MPPT se implementan en el control del generador. Donde el par electromagnético de referencia  $T_e^*$  se obtiene por medio del algoritmo MPPT dependiendo del valor medido de la velocidad angular de la máquina  $\omega_m$ . El par electromagnético  $T_e^*$  produce la corriente del estator del eje en cuadratura de referencia  $i_{qs}^*$ . La corriente del eje directo de referencia  $i_{ds}^*$  se ajusta de acuerdo a los requerimientos de operación del PMSG. Las corrientes trifásicas

medidas ( $i_{as}$ ,  $i_{bs}$  y  $i_{cs}$ ) se transforman en marcos de referencia sincrónico, como fue en el caso del modelado del PMSG. Las corrientes medidas en los marcos de referencia sincrónico se sustraen de las corrientes con las corrientes de referencia mencionadas con anterioridad, los errores se envían a los controladores PI, de esta manera se obtienen los voltajes de referencia ( $V_{id}^*$  y  $V_{iq}^*$ ) para emplear las técnicas de modulación que emplea el convertidor [62].

El esquema de control ZDC se aplica para mejorar la eficiencia de la máquina, por medio de este esquema de control la componente de corriente del estator del eje directo  $i_{ds}$  se controla para que de cero ( $i_{ds} = 0$ ), de esta forma se minimiza la corriente que fluye en el generador y por lo tanto minimizar las pérdidas en el bobinado.

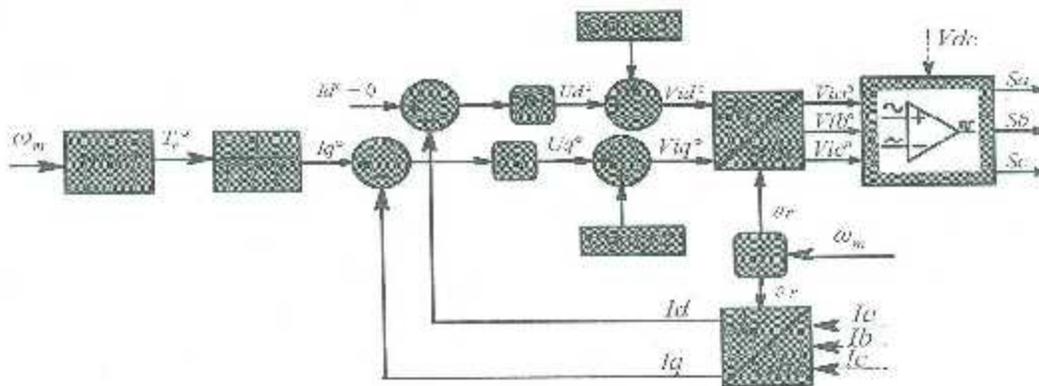


Figura 5.11. Diagrama a bloques del esquema ZDC para el PMSG trifásico.

Con la componente de corriente del estator del eje directo mantenida a cero, la corriente del estator es igual a su componente  $i_{qs}$ , localizaca en el eje en cuadratura, estas expresiones se muestran en la ecuación (5.14) [62].

$$I_s = \sqrt{(i_{ds})^2 + (i_{qs})^2} = i_{qs} \quad (5.14)$$

donde la expresión  $I_s$  es magnitud de la corriente de estator, siendo también el valor pico de la corriente trifásica del estator en el marco de referencia estacionario ( $i_{as}$ ,  $i_{bs}$  y  $i_{cs}$ ).

En el esquema de control ZDC explicado con anterioridad, el par electromagnético  $T_e$  del PMSG obtenido de la ecuación (3.31), se simplifica a:

$$T_e = -\frac{3P_p}{2} i_{qs} \lambda_r = -\frac{3P_p}{2} \lambda_r I_s \quad (5.15)$$

La ecuación anterior indica que con la componente de corriente del estator del eje directo mantenida a cero, el par electromagnético es directamente proporcional a la corriente del estator  $I_s$ . Con un flujo magnético  $\lambda_r$  constante, el par electromagnético exhibe un comportamiento totalmente lineal por medio de la corriente del estator, comportándose similarmente al par electromagnético producido por una máquina de CD, donde este par electromagnético es directamente proporcional a la corriente de armadura de la máquina.

A partir de la ecuación (5.14), se obtiene la componente de corriente del estator del eje en cuadratura de referencia  $i_{qs}^*$  que pueda ser determinada, por medio de la ecuación (5.16).

$$i_{qs}^* = -\frac{T_e^*}{1.5P_p \lambda_r} \quad (5.16)$$

Considerando la relación que se tienen las ecuaciones (5.14) y (5.15), el par electromagnético de referencia  $T_e^*$  se genera por la corriente de referencia  $i_{qs}^*$  [62]. De esta manera, los voltajes de referencia ( $V_{id}^*$  y  $V_{iq}^*$ ) para emplear las técnicas de modulación que emplea el convertidor, se derivan de la ecuación (5.17).

$$\begin{aligned} V_{id}^* &= U_d^* + \omega_e L_q i_{qs}^* \\ V_{iq}^* &= U_q^* - \omega_e L_d i_{ds}^* + \omega_e \lambda_r \end{aligned} \quad (5.17)$$

donde las expresiones  $U_d^*$  y  $U_q^*$  son los voltajes que provienen de la salida de los lazos de corriente de eje directo y del eje en cuadratura respectivamente.

Con el motivo de analizar el rendimiento del control ZDC, se analizan las ecuaciones de voltaje del PMSG en condiciones en estado estacionario, a partir de la ecuación (3.29), las ecuaciones de los voltajes en estado estacionario del PMSG y el vector de voltaje del estator  $V_s$  se expresan a través de las ecuaciones (5.18) y (5.19).

$$\begin{aligned} V_{ds} &= -R_s i_{ds} + \omega_e L_q i_{qs} \\ V_{qs} &= -R_s i_{qs} - \omega_e L_d i_{ds} + \omega_e \lambda_r \end{aligned} \quad (5.18)$$

$$V_s = \sqrt{(V_{ds})^2 + (V_{qs})^2} \quad (5.19)$$

Empleando las expresiones de los voltajes del estator en estado estacionario del PMSG de la ecuación (5.17), las ecuaciones pueden representarse mediante de diagramas fasoriales, para facilitar el análisis de la estrategia de control ZDC. En la figura 5.12 muestra el diagrama fasorial de la técnica de control ZDC, en marcos de referencia síncrono, donde el ángulo de factor de potencia del generador  $\varphi_s$  está definido por la siguiente ecuación:

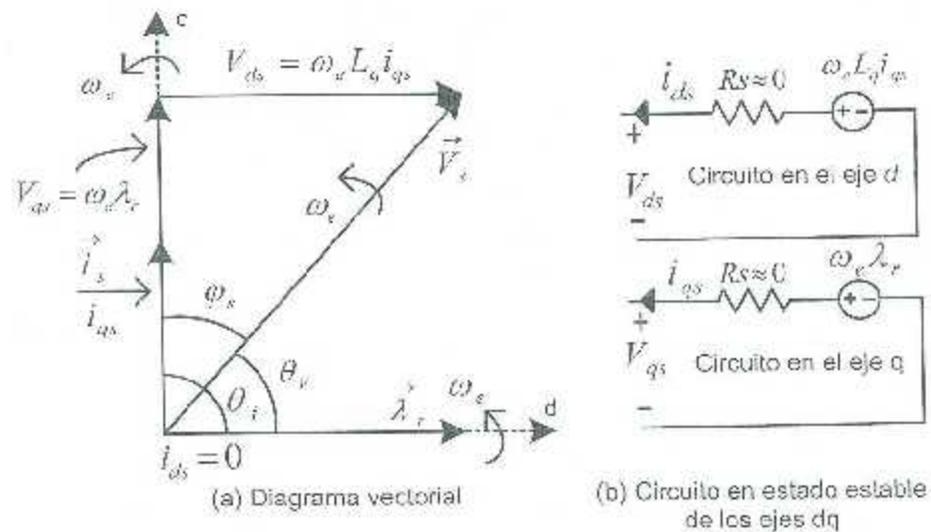


Figura 5.12. Diagrama de espacio vectorial del PMSG con ZDC.

$$\varphi_s = \theta_i - \theta_v \quad (5.20)$$

donde  $\theta_i$  y  $\theta_v$  son los ángulos de los vectores de corriente y voltaje del estator respectivamente. De la ecuación anterior, estas dos expresiones están definidas por la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned}\theta_v &= \tan^{-1} \frac{V_{qs}}{V_{ds}} \\ \theta_i &= \tan^{-1} \frac{i_{qs}}{i_{ds}}\end{aligned}\tag{5.21}$$

Para el esquema de control ZDC, se tiene la corriente del estator del eje directo  $i_{qs} = 0$ , el ángulo de corriente tiende a estar perpendicularmente ( $90^\circ$ ) al enlace de flujo  $\lambda_r$  del PMSG, donde la ecuación (5.20), se reescribe como:

$$\varphi_s = \theta_i - \theta_v = \frac{\pi}{2} - \left( \tan^{-1} \frac{V_{qs}}{V_{ds}} \right)\tag{5.22}$$

#### 5.4.1.2 Control máximo de par por amperio (MTPA).

En esta estrategia de control, se genera un par electromagnético  $T_e$  con la magnitud mínima de la corriente del estator  $I_s$ . Para un determinado enlace de flujo magnético  $\lambda_r$ , la expresión de la ecuación (3.31), el par electromagnético está en función de las corrientes del estator del eje directo  $i_{ds}$  y del eje en cuadratura  $i_{qs}$ . Esto implica que el generador produce un par electromagnético con la variación de los valores de las corrientes anteriormente mencionadas. Es posible de producir un par electromagnético con la magnitud mínima de la corriente del estator, con el ajuste de la relación de las corrientes  $i_{qs}$  y  $i_{ds}$ . La componente de corriente del estator del eje directo se calcula en función del vector de corriente del estator  $I_s$  y de la componente de la corriente del eje en cuadratura, a partir de la ecuación (5.23) [63].

$$i_{ds} = \sqrt{(I_s)^2 - (i_{qs})^2}\tag{5.23}$$

Sustituyendo la ecuación anterior en la ecuación (3.31), el par electromagnético del PMSG, se expresa en función de las corrientes  $I_s$  y  $i_{qs}$ , estas expresiones se muestran en la siguiente ecuación:

$$T_e = -\frac{3P_p}{2} \left[ i_{qs} \lambda_r + (L_q - L_d) \sqrt{(I_s)^2 - (i_{qs})^2} i_{qs} \right] \quad (5.24)$$

En el caso de un PMSG de polos no salientes, donde las inductancias del eje directo  $L_d$  y del eje en cuadratura  $L_q$  son iguales. Para este tipo de máquina, la ecuación anterior se puede simplificar a la expresión de la ecuación (5.14), donde el par electromagnético es directamente proporcional a la componente de la corriente del eje en cuadratura  $i_{qs}$ , como fue en el caso del control ZDC (cuando la componente de la corriente del estator del eje directo se mantiene a cero), por lo tanto, la estrategia de control ZDC para el PMSG de polos no salientes es el mismo que la estrategia de control MTPA [59].

Para el caso del PMSG de polos salientes, donde las inductancias del eje directo  $L_d$  y del eje en cuadratura  $L_q$  son diferentes, la estrategia de control MTPA, se obtiene derivando la ecuación (5.24) con respecto a la corriente  $i_{qs}$ . De esta manera, se obtiene la siguiente expresión:

$$\frac{dT_e}{di_{qs}} = -\frac{3P_p}{2} \left[ \lambda_r + (L_q - L_d) \left( \sqrt{(I_s)^2 - (i_{qs})^2} - \frac{(i_{qs})^2}{\sqrt{(I_s)^2 - (i_{qs})^2}} \right) \right] \quad (5.25)$$

Para encontrar el par electromagnético máximo por amperio, la ecuación anterior se iguala a cero, y se modifica la ecuación en función de las corrientes del eje directo y eje en cuadratura, quedando de la siguiente manera:

$$\frac{dT_e}{di_{qs}} = -\frac{3P_p}{2} \left[ \lambda_r + (L_q - L_d) \left( i_{ds} - \frac{(i_{qs})^2}{i_{ds}} \right) \right] = 0 \quad (5.26)$$

A partir de la ecuación anterior, acomodando las expresiones, la nueva ecuación para encontrar el MTPA queda de la siguiente manera:

$$(L_q - L_d)(i_{ds})^2 + \lambda_r i_{ds} - (L_q - L_d)(i_{qs})^2 = 0 \quad (5.27)$$

Resolviendo la ecuación de segundo orden, se obtienen las dos expresiones de la componente de la corriente del eje directo  $i_{ds}$  para un PMSG de polos salientes [59]. Mostrada en la ecuación (5.28).

$$i_{ds} = -\frac{\lambda_r}{2(L_q - L_d)} \pm \sqrt{\frac{(\lambda_r)^2}{4(L_q - L_d)^2} + (i_{qs})^2} \quad (5.28)$$

El diagrama vectorial espacial del generador con el control MTPA está dado en la figura 5.13, donde  $\varphi_s$  es el ángulo del vector  $\vec{\varphi}_s$  de la corriente del estator con respecto al eje en cuadratura, está dado por:

$$\varphi_s = \frac{\pi}{2} - \theta_i \quad \text{para } 0 \leq \theta_i \leq \frac{2}{\pi} \quad (5.29)$$

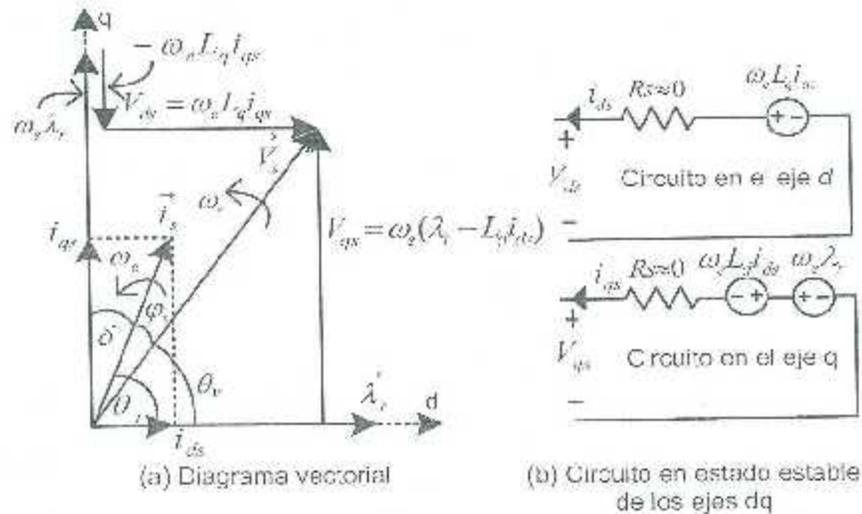


Figura 5.13. Diagrama de espacio vectorial del PMSG con MTPA.

### 5.4.1.3 Control de factor de potencia unitario (UPF).

Para esta estrategia de control, y para simplificar el análisis de esta estrategia de control para el PMSG, se desprecia la pequeña caída de voltaje en la resistencia ( $R_s$ ) de la ecuación (5.17) [59]. Los ángulos de voltaje y de corriente del estator se calculan a partir de la ecuación (5.30).

$$\theta_v = \tan^{-1} \frac{V_{os}}{V_{ds}} = \tan^{-1} \frac{\omega_e (\lambda_r - L_d i_{ds})}{\omega_e L_q i_{qs}} \quad \theta_i = \tan^{-1} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (5.30)$$

La operación para obtener un factor de potencia unitario en el PMSG, se puede realizar cuando el ángulo del voltaje y corriente del estator son iguales, mostrado en la siguiente ecuación:

$$\varphi_s = \theta_v - \theta_i = 0 \quad (5.31)$$

Sustituyendo la ecuación (5.30) en (5.31), se obtiene el ángulo del factor de potencia del PMSG, mostrada en ecuación (5.32).

$$L_d (i_{ds})^2 + L_q (i_{qs})^2 - \lambda_r i_{ds} = 0 \quad (5.32)$$

Resolviendo la ecuación de segundo orden, se obtienen las dos expresiones de la componente de la corriente del eje directo  $i_{ds}$ , para la estrategia de control UPF. Mostrada en la ecuación (5.33).

$$i_{ds} = \frac{\lambda_r \pm \sqrt{(\lambda_r)^2 - 4L_d L_q (i_{qs})^2}}{2L_d} \quad (5.33)$$

Se tienen dos posibles valores para la componente de corriente del estator del eje directo  $i_{ds}$  para obtener un factor de potencia unitario. Se puede verificar a través de cálculos numéricos de la ecuación (5.33) cuando la segunda expresión es positiva, no es válido, ya que la corriente

del estator eje directo  $i_{ds}$  es calculada por esta ecuación normalmente es superior a su valor nominal. Para tener una solución válida de la expresión anterior, la que la corriente del estator en eje en cuadratura  $i_{qs}$  debe satisfacer la siguiente restricción [34]:

$$i_{qs} \leq \frac{\lambda_r}{2\sqrt{L_d L_q}} \quad (5.34)$$

Finalmente, el diagrama vctorial espacial del generador con el control LPF está dado en la figura 5.14.

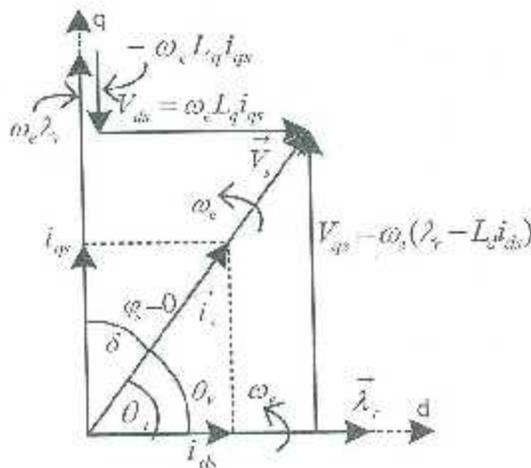


Figura 5.14. Diagrama de espacio vectorial del PMSG con UPF.

### 5.5 Controladores de generación de potencia reactiva del inversor conectado a la red (GSC).

En la literatura, existen diferentes estrategias de control empleados para realizar el control del convertidor conectado a la red eléctrica. Todos estos convertidores se centran en los mismos objetivos: el control del voltaje del bus de CD y control de la potencia activa y reactiva entregada a la red eléctrica y la sincronización con la red para garantizar una alta calidad de potencia entregada hacia la red eléctrica [28].

El control de potencia directa (DPC, por sus siglas en inglés) y el control de voltaje orientado (VOC, por sus siglas en inglés), son los 2 algoritmos comúnmente empleados para el control de convertidores conectados a la red eléctrica [65]. Teniendo el mismo resultado la estrategia VOC y FCC, y las estrategias DPC y DTC, para el control de la máquina y de la red eléctrica explicadas con anterioridad.

### 5.5.1 Control de voltaje orientado (VOC).

El control VOC, es una de las técnicas de control más empleadas para controlar el flujo de potencia inyectada a la red eléctrica y de mantener el voltaje del bus de CD. En la técnica FOC, la técnica de control VOC emplea los marcos de referencia síncrono [59]. El algoritmo de control al ser uso de los marcos de referencia síncrono, todas las variables eléctricas del lado de la red eléctrica, son componentes de CD en estado estacionario [28]. El control VOC es una estrategia de control de lazo cerrado, y está compuesta por dos controladores internos de corriente necesarios para controlar la potencia activa  $P_g$  y potencia reactiva  $Q_g$  entregadas a la red eléctrica respectivamente, mientras que mientras que el lazo externo controla el voltaje del bus de CD. Los controladores implementados son los controladores lineales PI (Proporcional-Integral), debido a su buena estabilidad del sistema ante errores en estado estacionario [60]. El diagrama a bloques para la estrategia del control VOC, se muestra en la figura 5.15.

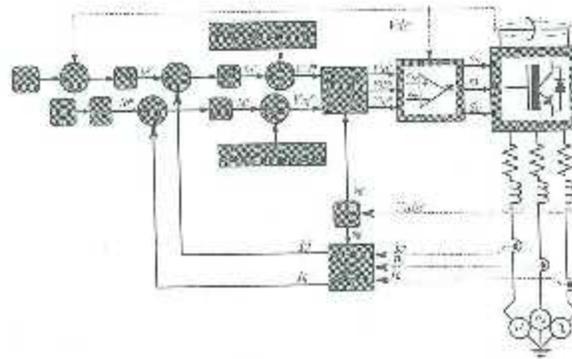


Figura 5.15: Diagrama del sistema VOC para el convertidor conectado a la red eléctrica.

Las componentes de corrientes del lado de la red eléctrica se controlan independientemente una de la otra y es necesaria la compensación para mejorar la respuesta transitoria de todo el sistema descrita por la siguiente ecuación [60].

$$\begin{aligned} \text{Acoplamiento } 1g &= -\omega_g L_q i_{qg} \dot{\theta} \\ \text{Acoplamiento } 2g &= \omega_g L_d i_{dg} \end{aligned} \quad (5.37)$$

De la ecuación anterior, son las expresiones empleadas para desacoplar la ecuación (4.21), debido a este problema al aplicar el sistema de control da lugar, a dificultades en el diseño del controlador y el rendimiento dinámico insatisfactorio, por este motivo se utiliza el desacoplado, con el fin de tener los controladores PI más convenientes y el sistema de control más estable, como fue en el caso del control FOC del lado de la máquina, descritos en [28]. Para obtener el esquema de control VOC, la componente de voltaje de la red eléctrica del eje directo  $V_{dg}$ , por lo tanto, la componente de voltaje de la red eléctrica es igual a la amplitud del vector de voltaje de la red eléctrica  $V_{dg}$  mientras que la componente de voltaje de la red del eje en cuadratura es igual a cero ( $V_{qg} = 0$ ). De esta forma se calcula las expresiones para el cálculo de la potencia activa y reactiva por medio de la ecuación (5.35) [28].

$$\begin{aligned} P_g &= \frac{3}{2} (V_{dg} i_{dg} + V_{qg} i_{qg}) = \frac{3}{2} V_{dg} i_{dg} \\ Q_g &= \frac{3}{2} (V_{qg} i_{dg} - V_{dg} i_{qg}) = -\frac{3}{2} V_{dg} i_{qg} \end{aligned} \quad (5.35)$$

donde la componente de corriente del eje de cuadratura de referencia  $i_{qg}^*$  se puede obtener, a partir de la siguiente ecuación:

$$i_{qg}^* = -\frac{3Q_g^*}{2V_{dg}} \quad (5.36)$$

El ángulo de voltaje de la red eléctrica  $\theta_g$  (figura 5.15) empleado para la transformación de los marcos de referencia trifásicos ( $abc$ ) a los marcos de referencia síncronos ( $dq$ ), donde este

ángulo se detecta por medio de los tres voltajes de fase de la red eléctrica mediante el método de sincronización de lazo amarrado por fase (PLL, por sus siglas en inglés) [57]. El PLL puede generar una señal cuyo ángulo de fase rastrea de forma adaptativa las variaciones del ángulo de fase de una señal dada [67]. La configuración del sistema de sincronización PLL se muestra en la figura 5.13. Donde, la posición angular de referencia  $\theta_g^*$ , es controlada por un lazo cerrado retroalimentado (uso de reguladores PI) que regula la componente de voltaje de la red del eje en cuadratura a cero ( $V_{qg} = 0$ ) y la componente de voltaje del eje directo ( $V_{dg}$ ), representa la amplitud del vector de voltaje de la red eléctrica y su fase es determinada por la salida del lazo cerrado retroalimentado [68].

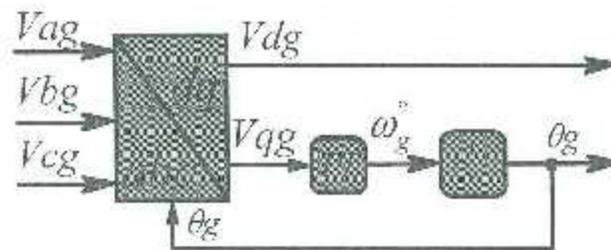


Figura 5.13. Sistema de control PLL.

# Capítulo 6

## Simulación del convertidor multinivel

### 6.1. Introducción.

En este capítulo se presentan los resultados de simulación de 3 casos de estudio: el primer caso analizar es el comportamiento dinámico de un convertidor convencional de 2 niveles; el segundo caso de estudio es el comportamiento dinámico del convertidor multinivel propuesto tipo RV y el último caso de estudio es el comportamiento dinámico del convertidor multinivel; pero con una variación de la amplitud de las fuentes de alimentación trifásicas con un aumento del 50%. Estas simulaciones se realizarán en el paquete de simulación del software MATLAB/Simulink, empleando para los 3 casos de estudio, descritos con anterioridad, sus respectivos convertidores del lado de la máquina (sin el uso de convertidores operando como un rectificador), dando como resultado el empleo de fuentes de alimentación ideal alimentando al convertidor, constando 4 fuentes conectadas en serie con un valor de 1751 V. El objetivo de los 3 casos de estudio es evaluar la propuesta de este convertidor multinivel en comparación de un convertidor convencional de 3 niveles. Los parámetros de este convertidor multinivel se listan en la tabla 6.1, mientras que los controladores que conforman el gobierno del convertidor (controladores del que conforman el VOC y el PLL) se listan en la tabla 6.2. Todos estos parámetros descritos en las tablas 6.1 y 6.2 se aplican en los 3 casos de estudio. Para la sintonización de los controladores PI, la obtención de las funciones de transferencia para poder sintonizar estos controladores, y los criterios de estabilidad de estos sistemas de los lazos de control de corriente y de voltaje, para la estrategia de control VOC, y los controladores y criterios de funcionamiento empleados del método de sincronización PLL se tomaron de las referencias [69-73].

**Tabla 6.1. Parámetros del convertidor conectado a la red eléctrica.**

Convertidor multinive: tipo RV, 2.4MW/4000V	
Fuente de CD de CD	1751.3 V
Capacitor de filtro de CD	1700 $\mu F$
Voltaje de red trifásica balanceada	4000 V (rms)
Frecuencia de la red eléctrica	60 Hz
Inductancia de la línea	5.1 mH
Resistencia de la línea	0.1922 $\Omega$

**Tabla 6.2. Parámetros de los controladores del convertidor para el empleo del control VOC.**

Ganancias de los controladores PI del sistema	
Ganancia KI de voltaje	100
Ganancia KP de voltaje	0.2
Ganancia KI de corriente del componente $d$	65.2341
Ganancia KP de corriente del componente $d$	0.6235
Ganancia KI de corriente del componente $q$	65.2341
Ganancia KP de corriente del componente $q$	0.6235
Ganancia KI del PLL	61.5408
Ganancia KP del PLL	0.2309

## 6.2. Caso de estudio 1. Simulación del convertidor de 3 niveles.

El convertidor usado para el estudio es de 2.4 MW, cuyos parámetros se enumeraron en las dos tablas listadas anteriormente. Para este caso de estudio se opera en condiciones de estado estacionario (sin tener alguna variación de carga o alguna falla alguna) debido principalmente, el convertidor convencional de 3 niveles, empleando la estrategia de control vectorial VOC, trabajando a una frecuencia de modulación de 16 kHz, ajustando la potencia reactiva de referencia  $Q_g^*$  a cero, de esta manera en el lazo interno de corriente se tiene una componente de corriente del eje en cuadratura de referencia  $i_{gd}^*$  a cero, teniendo como resultado, una entrega de potencia pura resistiva. Los resultados obtenidos se muestran en

las figuras 6.1-6.8 respectivamente. En la figura 6.1 muestra la forma de onda del ángulo de voltaje de la red eléctrica  $\theta_g$ , verificándose que con el empleo y cálculo de los controladores que rigen al sincronizador PLL funcionan en óptimas condiciones. La figura 6.2 muestra la forma de onda de las componentes sincronas del voltaje en el eje directo y en el eje en cuadratura, observándose mediante el empleo de la estrategia de control VOC, la componente de voltaje en eje directo se alinea al vector de voltaje trifásico, mientras que la componente de voltaje en eje en cuadratura se alinea a cero, obtenidos a partir del bloque de sincronización PLL. Las figuras 6.3 y 6.4 muestran las formas de onda de corriente en ejes trifásicos y sincronos respectivamente, verificando que la componente de corriente del eje en cuadratura se alinea a cero. La figura 6.5 muestra las formas de onda de las potencias activa  $P_g$  y potencia reactiva  $Q_g$ . La figura 6.6 muestra la variación del factor de potencia, dando como resultado, el correcto funcionamiento del convertidor con la condición de entregar potencia puramente activa (FP=1). De esta manera, al tener un factor de potencia unitario, las formas de onda de corriente y de voltaje están en fase entre sí (ver figura 6.7). La figura 6.8 muestra las formas de onda de voltaje de la salida del convertidor, obtenido a partir de la estrategia de control VOC y de la técnica de modulación PWM. Por último, se concluye, al implementar un convertidor convencional de 3 niveles, se observa que los interruptores trabajan a altas frecuencias de conmutación, dando como resultado, mayores pérdidas de conmutación y mayor estrés en los dispositivos de conmutación. Se concluye, al empleo de este convertidor se tienen respuestas dinámicas lentas, al momento de obtener las condiciones deseadas (FP=1).

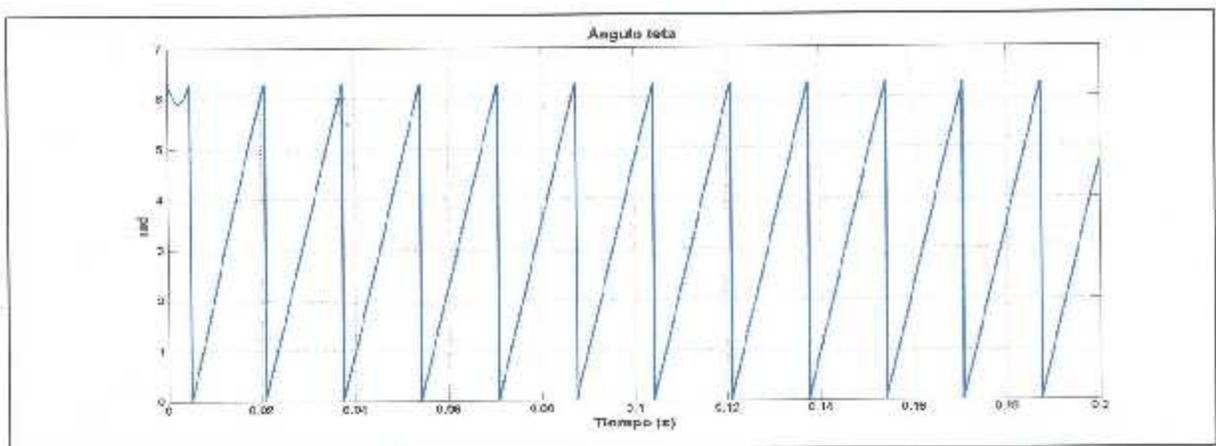


Figura 6.1. Forma de onda del ángulo de búsqueda implementado por el PLL.

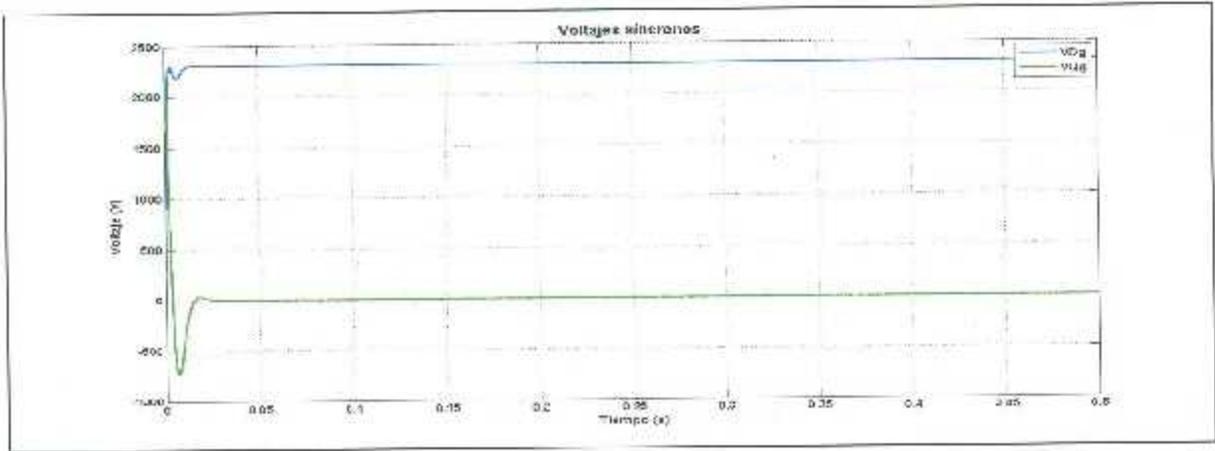


Figura 6.2. Forma de onda de los voltajes síncronos de la red eléctrica.

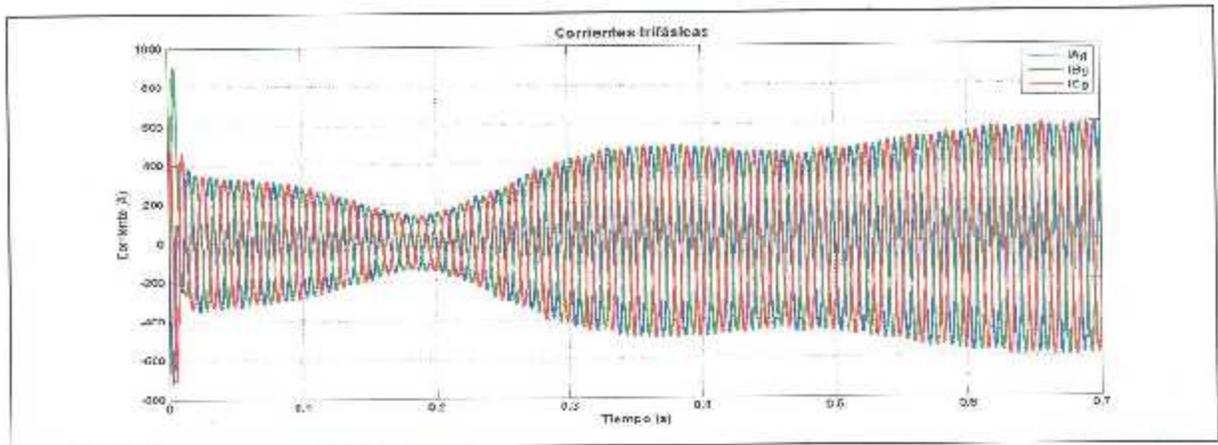


Figura 6.3. Forma de onda de las corrientes trifásicas entregadas por el convertidor.

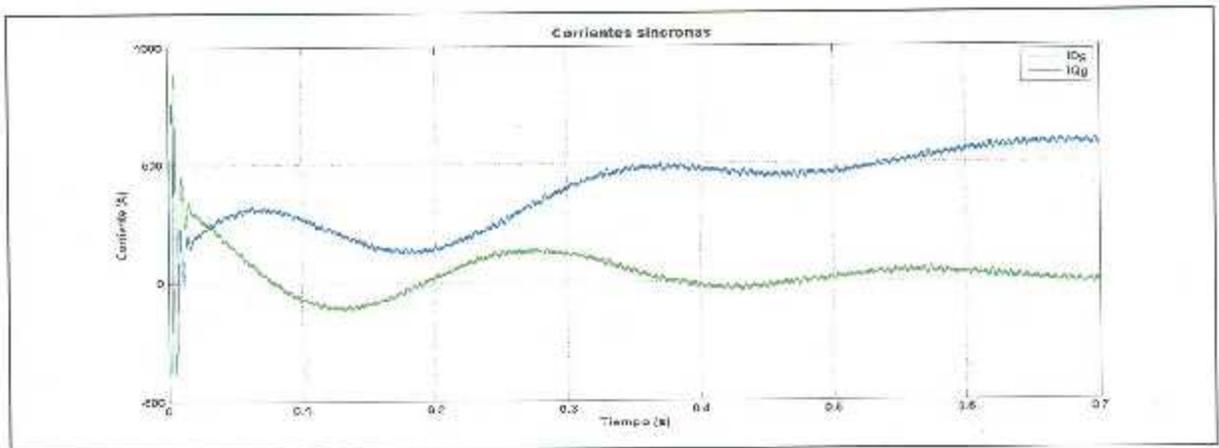


Figura 6.4. Forma de onda de las corrientes síncronas entregadas del convertidor.

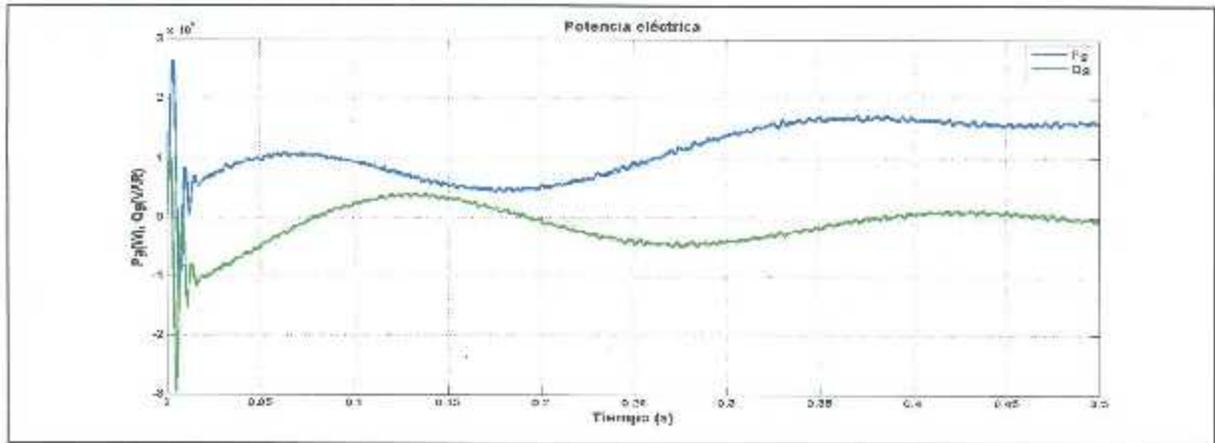


Figura 6.5. Forma de onda de las potencias activa y reactiva entregadas por el convertidor.

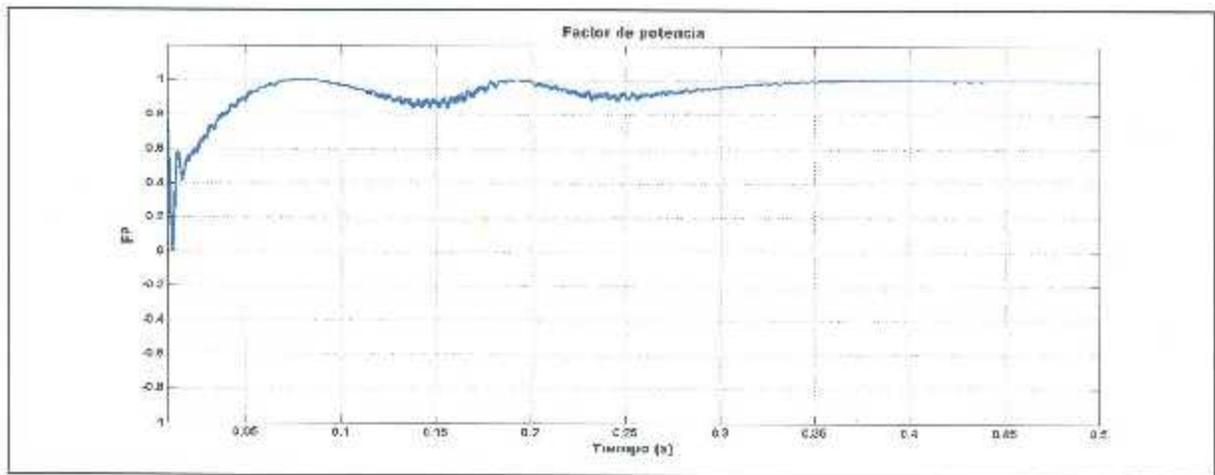


Figura 6.6. Forma de onda del factor de potencia del convertidor.

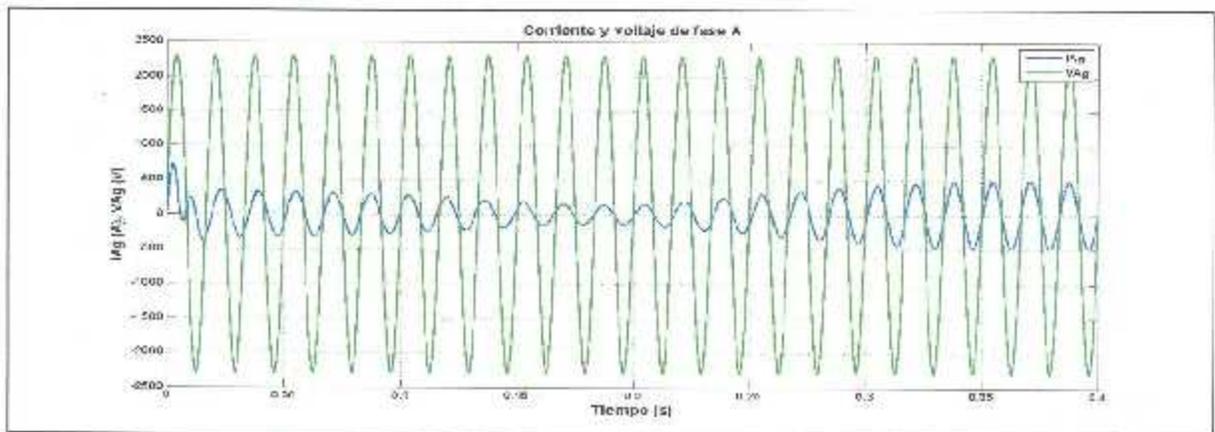


Figura 6.7. Forma de onda del voltaje y corriente de la fase A de la red eléctrica.

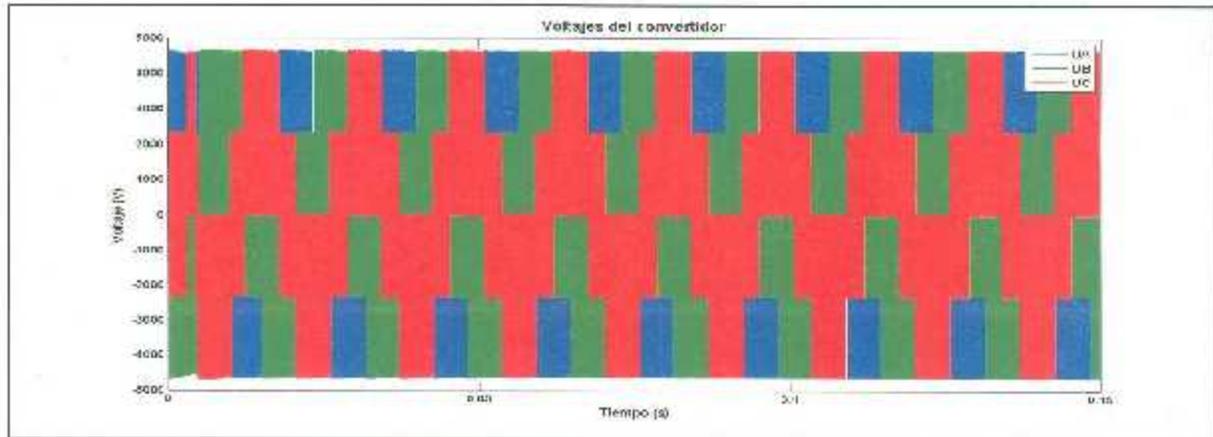
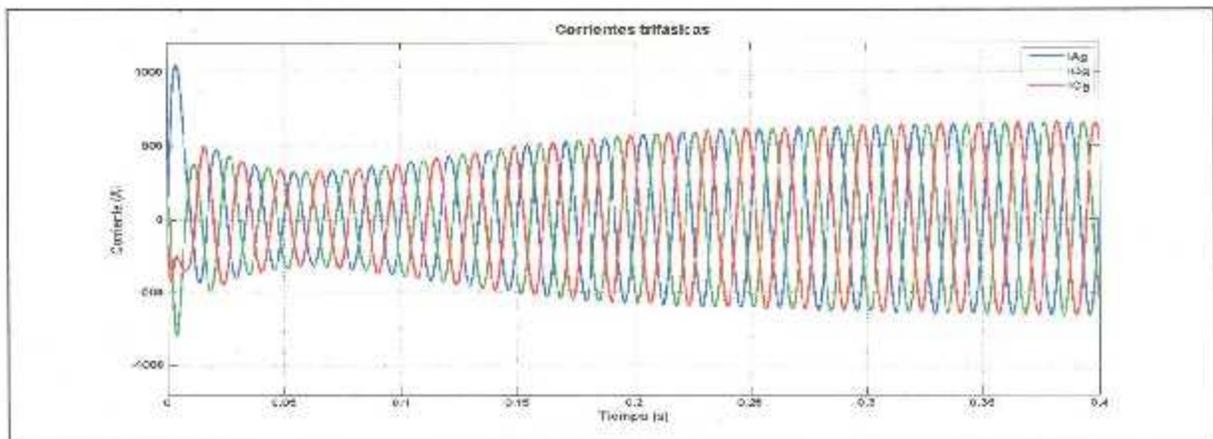


Figura 6.8. Forma de onda del voltaje de salida del convertidor.

### 6.3. Caso de estudio 2. Simulación del convertidor multinivel propuesto tipo RV.

Debido a los problemas presentados en el convertidor convencional de 3 niveles: respuesta dinámica lenta, mayores pérdidas de conmutación y mayores capacidades de bloqueo en los dispositivos de conmutación, se optó por el estudio del convertidor multinivel propuesto tipo RV, mostrado en la figura 4.2. Los parámetros para realizar esta simulación son los mismos, para el caso de simulación anterior, cambiando solamente la frecuencia de conmutación a 3 kHz, y empleando la estrategia de modulación PDPWM (las señales portadoras deben coincidir todas estas señales en fase). Las condiciones de funcionamiento de este convertidor son las mismas que la del convertidor convencional de 3 niveles: tener un factor de potencia unitario. Los resultados obtenidos se muestran en las figuras 6.9-6.14 respectivamente. Para este convertidor, se obtiene las mismas respuestas dinámicas en la forma de onda de los voltajes sincronos y del ángulo del voltaje de la red eléctrica  $\theta_g$ , debido a que este convertidor trabaja con las mismas condiciones que el anterior. Las figuras 6.9 y 6.10 muestran las formas de onda de corriente en ejes trifásicos y sincronos respectivamente, verificando que la componente de corriente del eje en cuadratura se alinea a cero. La figura 6.11 muestra las formas de onda de las potencias activa  $P_g$  y potencia reactiva  $Q_g$ . La figura 6.12 muestra la forma de onda del factor de potencia, dando como resultado, el correcto funcionamiento del convertidor con la condición de entregar potencia puramente resistiva (FP=1). De esta manera, al tener un factor de potencia unitario, las formas de onda de corriente y de voltaje están en fase entre sí (ver figura 6.13). La figura 6.14 muestra las formas de onda de voltaje de la salida

del convertidor, obtenido a partir de la estrategia de control VOC y de la técnica de modulación PWM. Por último, se concluye, al implementar un convertidor multinivel propuesto tipo RV se tienen respuestas dinámicas más rápidas en comparación al convertidor convencional de 3 niveles, menores pérdidas de conmutación visualizados en la figura 6.14, dando como resultado mayor eficiencia del convertidor. El principal inconveniente al empleo de este tipo de convertidor es que al emplear los mismos valores nominales que empleo el convertidor de 3 niveles, el convertidor RV solamente aporta 5 niveles de los 9 niveles que pueden aportar, debido principalmente, al bajo índice de modulación  $m_a$  que emplea este convertidor. Por este motivo se propone la variación de las fuentes de alimentación trifásica, para tener un aumento del índice de modulación  $m_a$ .



6.9. Forma de onda de las corrientes trifásicas entregadas por el convertidor.

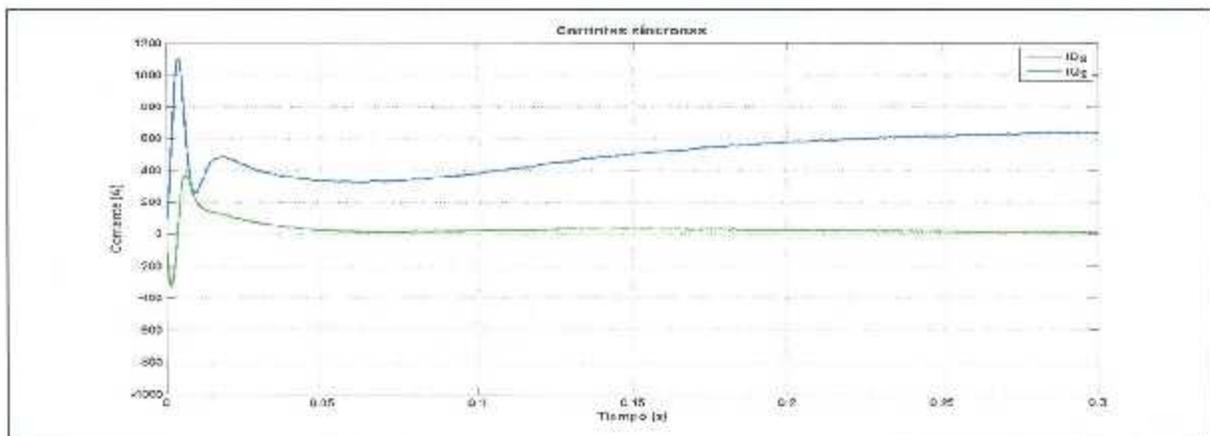


Figura 6.10. Forma de onda de las corrientes sincronas entregadas del convertidor.

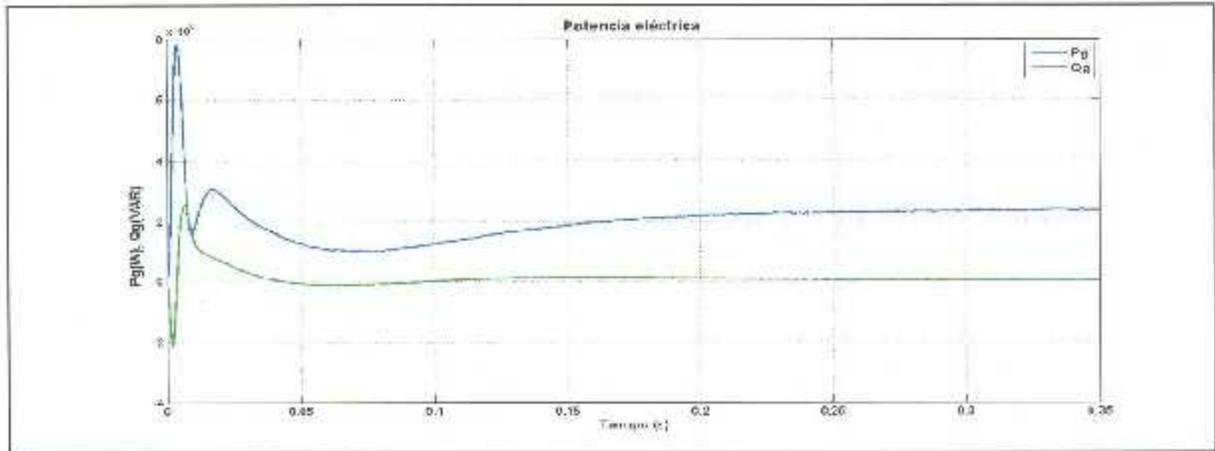


Figura 6.11. Forma de onda de las potencias activa y reactiva entregadas por el convertidor.

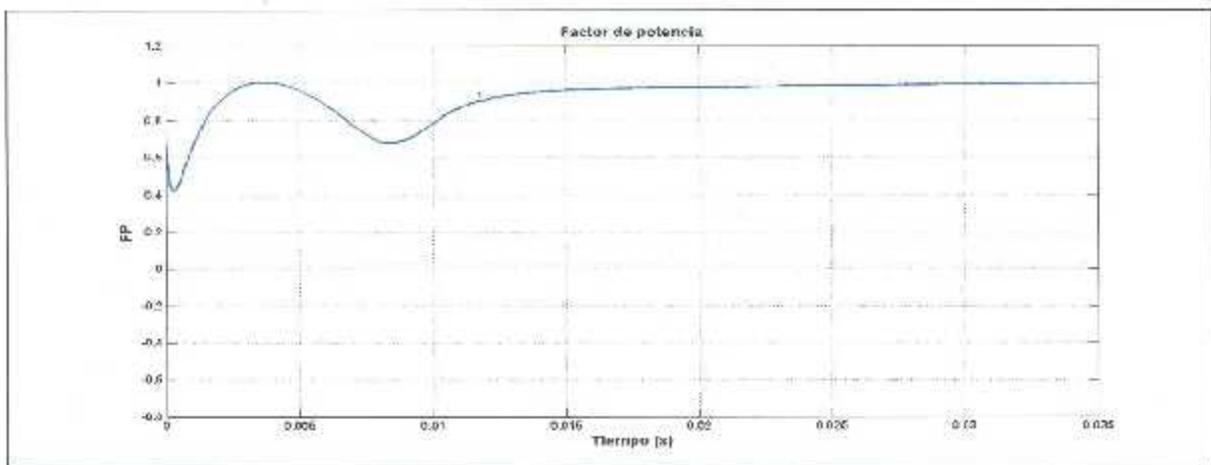


Figura 6.12. Forma de onda del factor de potencia del convertidor.

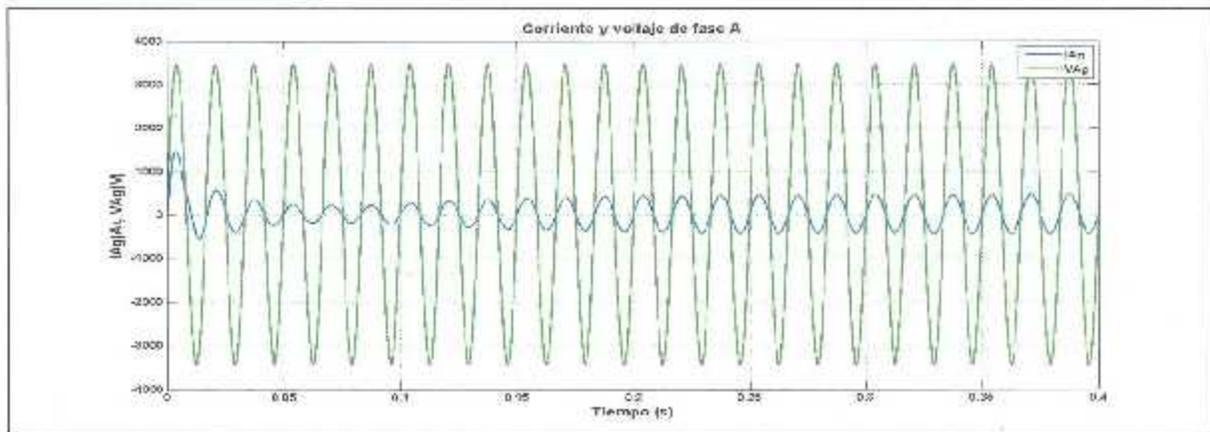


Figura 6.13. Forma de onda del voltaje y corriente de la fase A de la red eléctrica.

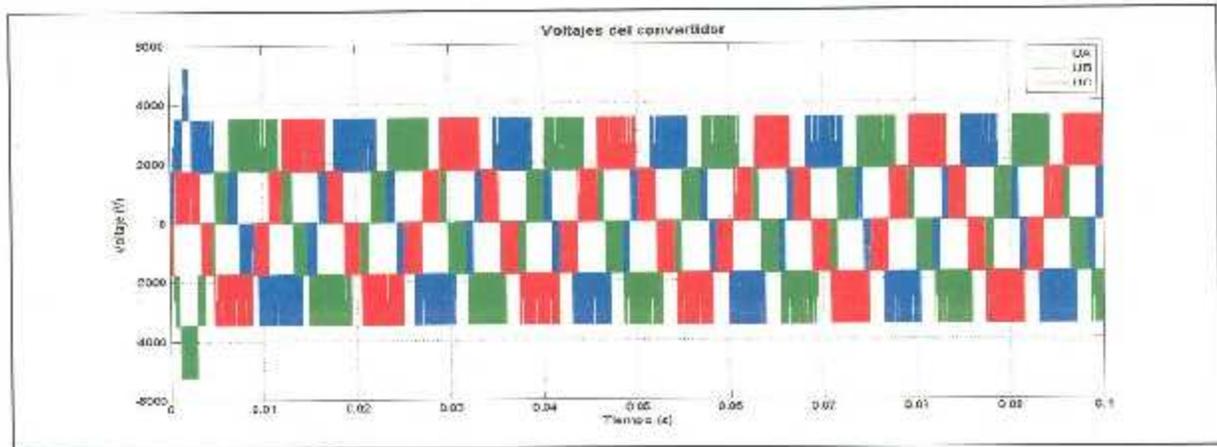


Figura 6.14. Forma de onda del voltaje de salida del convertidor.

### 6.3. Caso de estudio 3. Simulación del convertidor multinivel propuesto tipo RV, con aumento de fuente de alimentación trifásica.

Para este caso de estudio, y descrito el principal inconveniente del bajo índice de modulación  $m_a$ , Por este motivo se propone la variación de las fuentes de alimentación trifásica, para tener un aumento del índice de modulación  $m_a$ , dando como resultado, el aumento de la cantidad de los niveles de salida del convertidor. Empleando los mismos parámetros de simulación que en el caso anterior, pero con la diferencia de un aumento del 50% de la fuente de alimentación trifásica. Los resultados obtenidos se muestran en las figuras 6.15-6.21 respectivamente. Para este convertidor, se obtiene las mismas respuestas dinámicas en la forma de onda del ángulo del voltaje de la red eléctrica  $\theta_g$ , pero con una variación de los voltajes síncronos, debido al aumento de magnitud de la fuente trifásica, pero con la misma respuesta dinámica a los otros dos casos anteriores (ver figura 6.15). Las figuras 6.16 y 6.17 muestran las formas de onda de corriente en ejes trifásicos y síncronos respectivamente, verificando que la componente de corriente del eje en cuadratura se alinea a cero. La figura 6.18 muestra el comportamiento de las potencias activa  $P_g$  y potencia reactiva  $Q_g$ . La figura 6.19 muestra la forma de onda del factor de potencia, dando como resultado, el correcto funcionamiento del convertidor con la condición de entregar potencia puramente activa (FP=1). De esta manera, al tener un factor de potencia unitario, las formas de onda de corriente y de voltaje están en fase entre sí (ver figura 6.20). La figura 6.21 muestra las formas de onda de

voltaje de la salida del convertidor, obtenido a partir de la estrategia de control VOC y de la técnica de modulación PDPWM. Por último, se concluye, en este último caso de estudio, se tienen respuestas dinámicas más rápidas en comparación a los 2 casos de estudios anteriores, dando como resultado mayor eficiencia del convertidor. Por último se visualiza que al tener una variación de las fuentes de alimentación trifásica, se logró el aumento del índice de modulación  $m_a$ , dando como resultado el aumento de la cantidad de los niveles de salida del convertidor, y de esta manera tener una mejor calidad de las formas de onda de voltaje y corriente del convertidor.

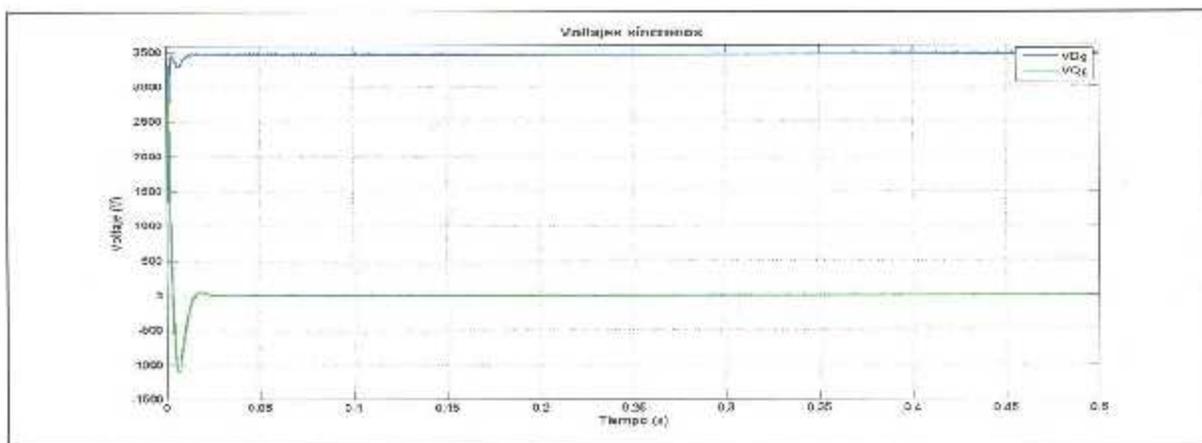


Figura 6.15. Forma de onda de los voltajes síncronos de la red eléctrica.

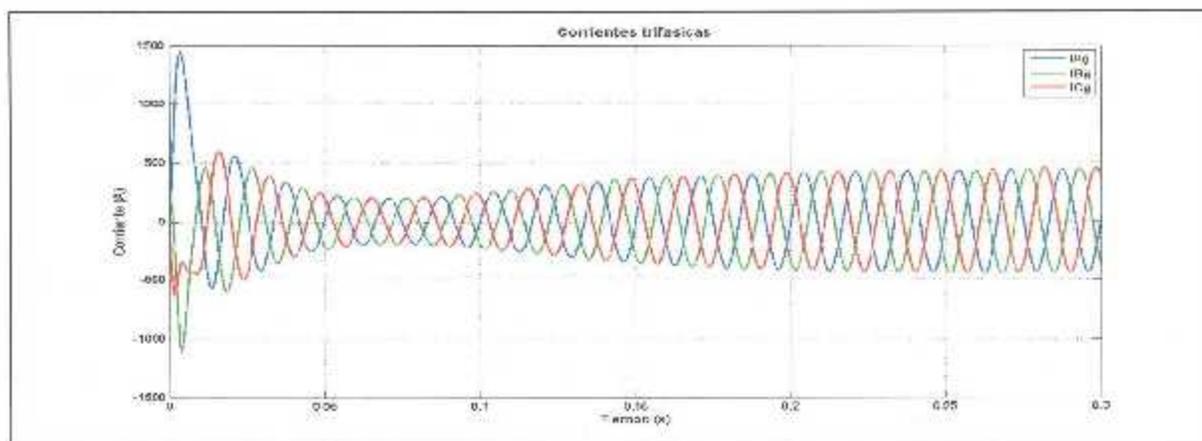


Figura 6.16. Forma de onda de las corrientes trifásicas entregadas por el convertidor.

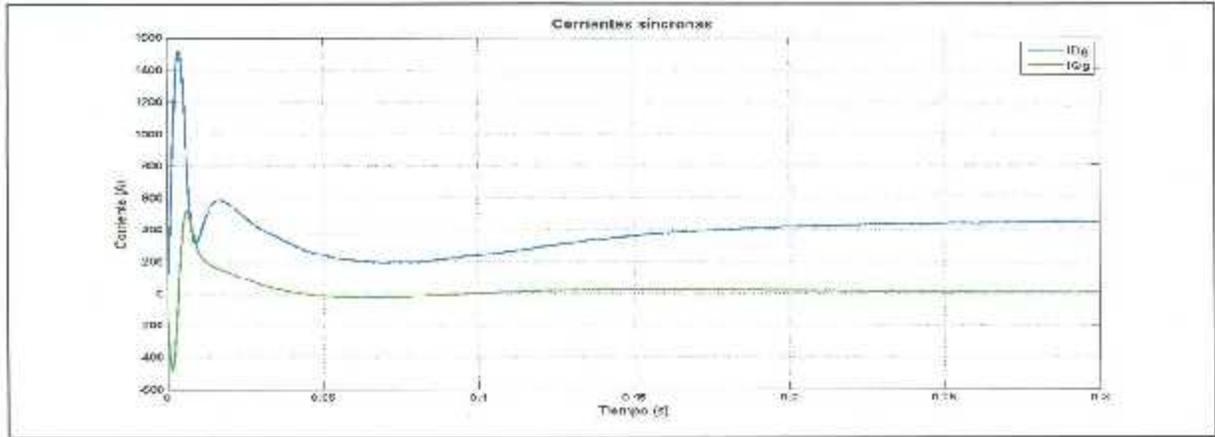


Figura 6.17. Forma de onda de las corrientes síncronas entregadas del convertidor.

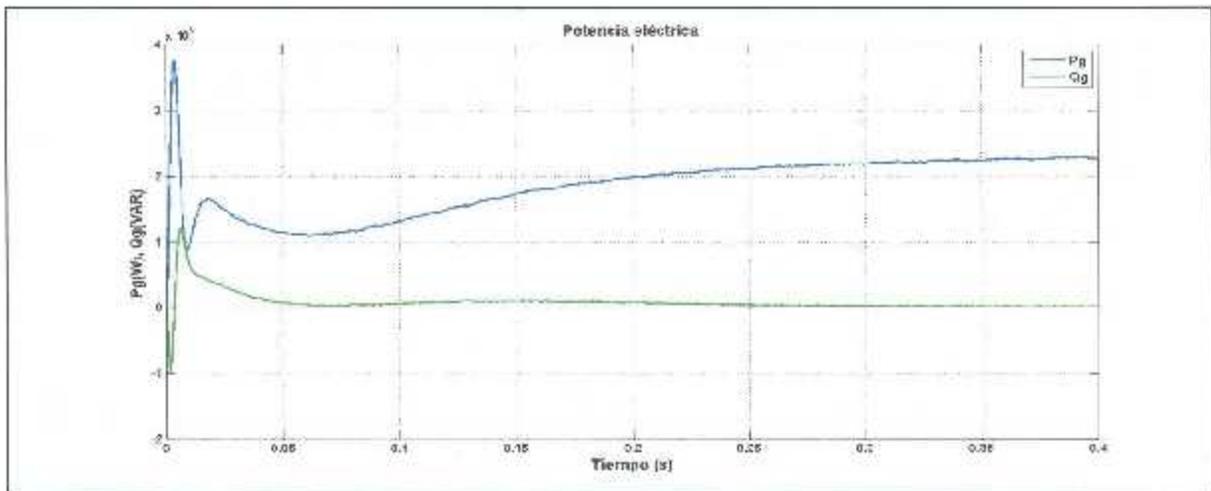


Figura 6.18. Forma de onda de las potencias activa y reactiva entregadas por el convertidor.

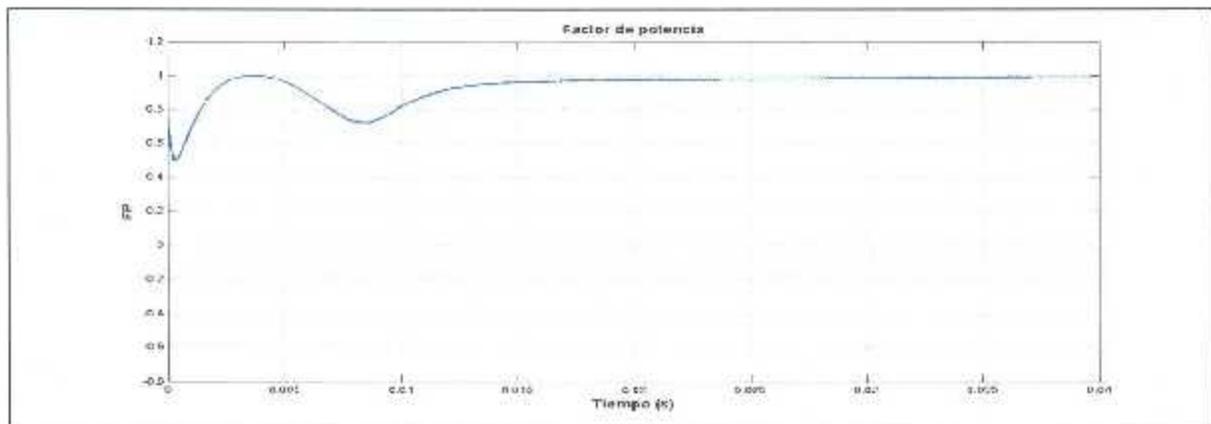


Figura 6.19. Forma de onda del factor de potencia del convertidor.

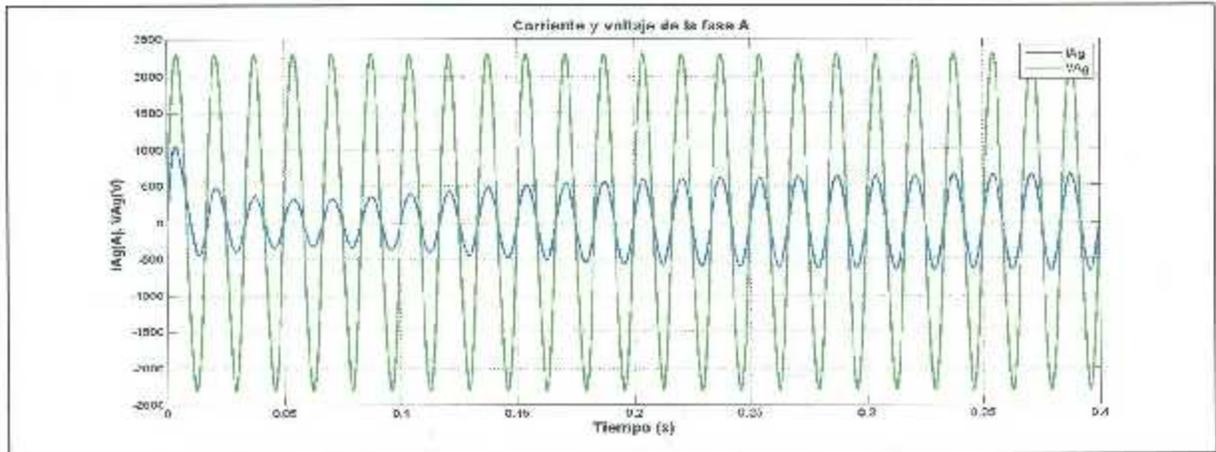


Figura 6.20. Forma de onda del voltaje y corriente de la fase A de la red eléctrica.

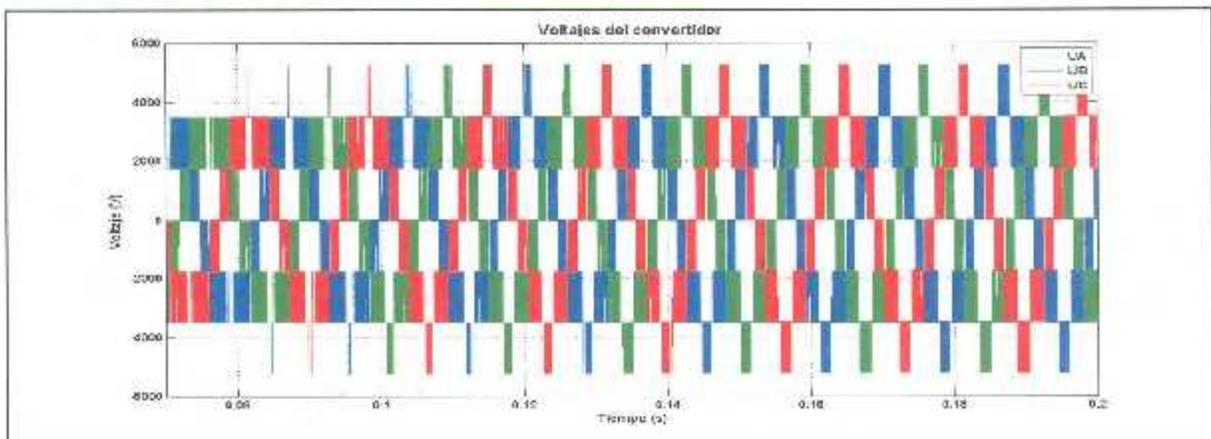


Figura 6.21. Forma de onda del voltaje de salida del convertidor.

# Capítulo 7

## Conclusiones

Los sistemas eólicos de generación de velocidad variable son hoy en día una de las alternativas más viables en cuanto al suministro de energía eléctrica necesaria para los consumidores de tipo industrial y doméstico; es por esta razón que surge cada vez más la necesidad de investigar sobre este tipo de energías alternativas, que no contaminan al medio ambiente y que permiten aprovechar los recursos naturales.

En esta tesis se realizó el análisis y el control del convertidor multinivel tipo RV, y el modelado de un generador síncrono de imanes permanentes hexafásico con ángulo de desplazamiento de  $0^\circ$ , para un sistema de generación eólico. Para el modelado y simulación del generador se usó el software Simulink, mientras para el caso del convertidor conectado a la red eléctrica también se recurrió el uso del software PSIM, en donde se llevó a cabo la implementación de los controles de los dispositivos semiconductores contenidos en los convertidores electrónicos de potencia, para su análisis y comparación a un convertidor convencional, dando como conclusión la implementación de convertidores multinivel para aplicaciones eólicas de mediana a alta potencia, debido principalmente al menores pérdidas de conducción de los dispositivos electrónicos y la mejora de la calidad de la forma de onda de corriente y de voltaje del convertidor.

Como contribuciones de esta tesis se puede resaltar la propuesta de una variante del convertidor multinivel tipo RV [24-26], debido al uso de esta topología propuesta en la literatura para sus respectivos estados de conmutación se tienen estados redundantes, y debido a esta ventaja de este convertidor al tener estados redundantes se realizó una modificación a esta topología, teniendo como resultado, una variante de esta topología, al tener un convertidor multinivel asimétrico, teniendo como resultado menor cantidad de interruptores para un requerido número de niveles de salida en comparación a las tres topologías básicas de convertidores multinivel reportadas en la literatura. El modelado de un PMSG de 6 fases asimétrico con desfaseamiento en  $0^\circ$ , debido, para aplicaciones de convertidores multinivel en aplicaciones eólicas requieren el uso de máquinas polifásicas y el empleo de un transformador

trifásico con múltiples devanado en el secundario. Debido principalmente al costo del transformador y de su excesivo volumen se optó de la implementación de una máquina polifásica, y a partir de los parámetros de una maquina trifásica convencional se obtuvieron los parámetros para el modelo de esta máquina polifásica de 6 fases.

## Trabajo Futuro

Como trabajo futuro de esta tesis se puede resaltar el análisis del sistema de control encontrados en la literatura para una máquina hexafásica y acoplada a un convertidor multinivel propuesto. Proponer una mejora en la sintonización de los controladores PI de todos los lazos de control que componen al convertidor: del lado de la máquina y del convertidor del lado de la red, y la estrategia de control del lado del convertidor para compensar reactivos del lado de la red eléctrica, al momento de la presencia de fallas eléctricas.

# Apéndice A

## Parámetros de PMSG.

Este apéndice provee parámetros detallados de los PMSG empleados en casos de estudios en todos los capítulos, tanto para una máquina trifásica y una máquina hexafásica. Cabe mencionar que todos los parámetros listados en este apéndice son referenciados al lado del estator [28].

### Parámetros de simulación para un máquina trifásica de 2.4 MW.

Tabla A-1, 2.4 MW, 4000 V, 53.33 Hz. Parámetros del PMSG	
Potencia mecánica nominal	$P_M = 2,4487 \text{ MW}$
Potencia aparente nominal	$P_S = 3,419 \text{ MVA}$
Voltaje línea a línea aparente	$V = 4000 \text{ V (rms)}$
Corriente estator nominal	$I_S = 490 \text{ A (rms)}$
Frecuencia estator nominal	$f_S = 53.33 \text{ Hz}$
Velocidad rotor nominal	$\omega_r = 400 \text{ rpm}$
Numero de par de polos	$P_p = 8$
Par mecánico nominal	$T_m = 58.4585 \text{ kN} \cdot \text{m}$
Encadenamiento de flujo del rotor	$\lambda_r = 4,971 \text{ Wb (rms)}$
Resistencia estator	$R_s = 24.21 \text{ m}\Omega$
Inductancia síncrona eje $d$	$L_d = 9.816 \text{ mH}$
Inductancia síncrona eje $q$	$L_q = 9.816 \text{ mH}$

**Parámetros de simulación para un máquina hexafásica de 2.4 MW.**

Tabla A-2, 2.4 MW, 4000 V, 53.33 Hz. Parámetros del PMSG	
Potencia mecánica nominal	$P_M = 2.4487 \text{ MW}$
Potencia aparente nominal	$P_S = 3.419 \text{ MVA}$
Voltaje línea a línea aparente	$V = 4000 \text{ V (rms)}$
Corriente estator nominal	$I_S = 245 \text{ A (rms)}$
Frecuencia estator nominal	$f_S = 53.33 \text{ Hz}$
Velocidad rotor nominal	$\omega_r = 400 \text{ rpm}$
Numero de par de polos	$P_p = 8$
Par mecánico nominal	$T_m = 58.4585 \text{ kN} \cdot \text{m}$
Encadenamiento de flujo del rotor	$\lambda_r = 4.971 \text{ Wb (rms)}$
Resistencia estator	$R_s = 48.42 \text{ m}\Omega$
Inductancia síncrona eje $d$	$L_d = 19.816 \text{ mH}$
Inductancia síncrona eje $q$	$L_d = 19.816 \text{ mH}$

## Apéndice B

### Parámetros del convertidor de 2 niveles.

Este apéndice provee parámetros detallados del convertidor Back-to-Back empleado en el capítulo 4, empleado para la comparación de un convertidor convencional y uno modelado.

Voltaje pico línea a neutro de fuente 1.	$V = 170 V$
Voltaje pico línea a neutro de fuente 2.	$V = 119 V$
Capacitor de filtro de CD	$0.47 mF$
Resistencia de la línea 1	$0.5 \Omega$
Inductancia de la línea 1	$1.0 mH$
Resistencia de la línea 2	$0.6 \Omega$
Inductancia de la línea 2	$1.2 mH$
Frecuencia de la fuente 1	$60 Hz$
Frecuencia de la fuente 2	$40 Hz$
Frecuencia de conmutación	$3600 Hz$

## Referencias

- [1]. Bouaziz, O.; Jaafar, I.; Ben Ammar, F., "Association of stand-alone wind turbines exposed to different wind speed with cascade H-bridge converter," in Systems and Control (ICSC), 2015 4th International Conference on , vol., no., pp.183-188, 28-30 April 2015.
- [2]. Islam, M.R.; Youguang Guo; Jianguo Zhu; Haiyan Lu; Jian Xun Jin, "High-Frequency Magnetic-Link Medium-Voltage Converter for Superconducting Generator-Based HighPower Density Wind Generation Systems," in Applied Superconductivity, IEEE Transactions on , vol.24, no.5, pp.1-5, Oct. 2014.
- [3]. Nami, A.; Zare, F.; Ledwich, G.; Ghosh, A., "A new configuration for multilevel converters with diode clamped topology," in Power Engineering Conference, 2007. IPEC 2007. International, vol., no., pp.661-665, 3-6 Dec. 2007.
- [4]. Islam, M.R.; Youguang Guo; Jafari, M.; Malekjamshidi, Z.; Jianguo Zhu, "A 43-level 33 kV 3-phase modular multilevel cascaded converter for direct grid integration of renewable generation systems," in Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT Asia), 2014 IEEE , vol., no., pp.594-599, 20-23 May 2014.
- [5]. Paikray, A.; Mohanty, B., "A new multicarrier SPWM technique for five level cascaded Hbridge inverter," in Green Computing Communication and Electrical Engineering (ICGCCCE), 2014 International Conference on , vol., no., pp.1-6, 3-8 March 2014.
- [6]. Daniel W. Hart, "Electrónica de potencia," PRENTICE HALL, Inc. 2001.
- [7]. Sergio Alberto González, Santiago Andrés Verne Y María Inés Valla, "Multilevel converters for industrial applications," CRC Press, 2014.
- [8]. M Muhammand H. Rashid, "Electrónica de potencia," Tercera edición, PRENTICE HALL, Inc. 2005.
- [9]. J.Rodríguez, Jih-Sheng Lai and Fang Zhong Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no. 4, pp. 724-738, Aug 2002.
- [10]. A.Nabae, I. Takahashi and H. Akagi, "A new neutral-point-clamped PWM inverter ," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-17, no. 5, pp. 518-523, Sept. 1981.

- [11]. Carlos Alfredo Sanabria Sánchez. "Estrategia PWM implementada en un fpga para aplicación en inversores multinivel," Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Cuernavaca, Morelos, Abril de 2004.
- [12]. Bogdan M. Wilamowski and J. David Irwin, "The electrical engineering handbook series," Second Edition, CRC Press, 2011.
- [13]. Bin Wu, "High-power converters and AC drives," John Wiley & Sons, Inc, New York, 2006.
- [14]. Jelena Lencarski, "Peak-to-peak output current ripple analysis in multiphase and multilevel inverters", University of Bologna, Bologna Italy, 2014.
- [15]. T. A. Meynard, H. Foch, Multilevel Conversion: High Voltage Choppers and voltagesource inverters, Proc. IEEE PESC 1992 pp. 397-403.
- [16]. V. Bhuvaneswari and H. Kumar, "Analysis of asymmetrical and symmetrical three phase cascaded multilevel inverter using multicarrier SPWM techniques," *2014 International Conference on Green Computing Communication and Electrical Engineering (ICGCCEE)*, Coimbatore, 2014, pp. 1-7.
- [17]. L.M. Tolbert, Fang Zhong Peng and T. G. Habetler, "Multilevel converters for large electric drives," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 1, pp. 36-44, Jan/Feb 1999.
- [18]. S.S. Bharatkar, R. R. Bhojar and S. A. Khadtare, "Analysis of three phase cascaded H-bridge multilevel inverter for symmetrical & asymmetrical configuration," *2014 First International Conference on Automation, Control, Energy and Systems (ACES)*, Hooghly, 2014, pp. 1-6.
- [19]. R. Deepak, V. S. Kasturi, L. Sarkar, Y. R. Manjunatha and B. R. Lakshmikantha, "Novel multilevel inverter with reduced number of switches and batteries," *2013 International conference on Circuits, Controls and Communications (CCUBE)*, Bengaluru, 2013, pp. 1-5.
- [20]. M.S. B. Rarjana, P. S. Wankhade and N. D. Gendhalekar, "A modified cascaded H-bridge multilevel inverter for solar applications," *2014 International Conference on Green Computing Communication and Electrical Engineering (ICGCCEE)*, Coimbatore, 2014, pp. 1-7.
- [21]. Fernando Arturo Ramírez Sánchez, "Análisis y Diseño de Convertidores para Aerogeneradores y Paneles Fotovoltaicos," Tecnológico Nacional de México Instituto Tecnológico de La Laguna, Torreón, Coahuila. México, Diciembre 2014.

- [22]. G.Ceglia, V. Guzman, C. Sanchez, F. Ibanez, J. Walter and M. I. Gimenez, "A new simplified multilevel inverter topology for DC-AC conversion," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 5, pp. 1311-1319, Sept. 2006.
- [23]. E.Babaei, "A cascade multilevel converter topology with reduced number of switches," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 6, pp. 2657-2664, Nov. 2008.
- [24]. K.K. Gupta, A. Ranjan, P. Bhatnagar, L. K. Sahu and S. Jain, "Multilevel inverter topologies with reduced device count: a review," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 135-151, Jan. 2016.
- [25]. S. Sirisukprasert, J.-S. Lai, and T.-H. Liu, "Optimum harmonic reduction with a wide range of modulation indexes for multilevel converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 4, pp. 875-881, Aug. 2002.
- [26]. E.Najafi and A. H. M. Yatim, "Design and implementation of a new multilevel inverter topology," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 11, pp. 4148-4154, Nov. 2012.
- [27]. J. Stephen. Chapman, "Máquinas eléctricas," cuarta edición, McGraw-Hill, 2005.
- [28]. Bin Wu, Yongqiang Lang, Navid Zargari, Samir Kouro, "Power conversion and control of wind energy systems," Usa Wiley-IEEE Proes.
- [29]. ION BOLDEA, "Synchronous generators," *CRC Press*, 2006.
- [30]. LOI LEI LAI, "Distributed generation induction and permanent magnet generators," John Wiley & Sons, Inc, New York, 2007.
- [31]. Carlos Xavier Méndez Marcillo, Juan Patricio Segara Vélez, "Modelación de un aerogenerador de imanes permanentes y su controlador," Universidad Politécnica Salesiana, Cuenca, Marzo de 2015.
- [32]. P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S.D. Sudhoff, "Analysis of electric machinery and drive systems," Third Edition, John Wiley & Sons, Inc 2013.
- [33]. P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S.D. Sudhoff, "Electromechanical motion devices," Second Edition, John Wiley & Sons, Inc, 2012.
- [34]. Ned Mohan, "Advanced electric drives analysis, control, and modeling using MATLAB/Simulink," Third Edition, John Wiley & Sons, Inc 2014.
- [35]. Haitham Abu-Rub, Atif Iqbal and Jaroslaw Guzinski, "High performance control of ac drives with matlab/simulink models," John Wiley & Sons, Inc 2012.

- [36]. Laura Moreno Martínez, "Diseño de un generador síncrono de imanes permanentes para un sistema de cogeneración," Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Cuernavaca, Morelos, Julio de 2014.
- [37]. María José Mercado Vargas, "Modelos equivalentes de parques eólicos con generadores síncronos de imanes permanentes," Universidad de Granada, Granada, 2012.
- [38]. Marco Antonio Morales Caporal, "Energía eólica y diseño de control de voltaje y frecuencia para un convertidor de potencia con topología CA/CD-CD/CD-CD/CA," Instituto Politécnico Nacional, México, D.F., Junio de 2009.
- [39]. K.Patil and B. Mehta, "Modeling and control of variable speed wind turbine with permanent magnet synchronous generator," *2014 International Conference on Advances in Green Energy (ICAGE)*, Thiruvananthapuram, 2014, pp. 258-264.
- [40]. Chee-Mun Ong, "Dynamic simulation of electric machinery using Matlab/Simulink," *PRENTICE HALL, Inc. 1998*.
- [41]. Aleksandar Borisavljevic, "Limits, modeling and design of high-speed permanent magnet machines," Eindhoven University of Technology, Eindhoven, 2013.
- [42]. Jesús González Domínguez, "Análisis Electromagnético de un Generador Síncrono de Imanes Permanentes Conectado a una Carga Trifásica Aislada usando Elementos Finitos en 2D," Tecnológico Nacional de México Instituto Tecnológico de La Laguna, Torreón, Coahuila. México, Diciembre 2015.
- [43]. C.T. Pan and T. C. Chen, "Modelling and analysis of a three phase PWM AC-DC converter without current sensor," in *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*, vol. 140, no. 3, pp. 201-208, May 1993.
- [44]. R.Rocha and L. do Siqueira Martins Filho, "A discrete current control for PWM rectifier," *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2005. ISIE 2005.*, Dubrovnik, Croatia, 2005, pp. 681-686 vol. 2.
- [45]. V.Blasko and V. Kaura, "A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 1, pp. 116-123, Jan 1997.
- [46]. Yongchang, Qin, Zhengxi and Yingchao, "Comparative study of model predictive current control and voltage oriented control for PWM rectifiers," *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Busan, 2013, pp. 2207-2212.

- [47]. Z.Zeng, W. Zheng, R. Zhao, C. Zhu and Q. Yuan, "Modeling, Modulation, and Control of the Three-Phase Four-Switch PWM Rectifier Under Balanced Voltage," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp. 4892-4905, July 2016.
- [48]. M. S. Djebar and H. Benalla, "Study of Voltage Stability Continuous Multilevel Inverter Voltage Applied to the Induction Machine," *International Journal of Environmental Science and Development*, Vol. 3, No. 3, June 2012.
- [49]. F.Hernandez, T. Moran, J. Espinoza and J. Dixon, "A generalized control scheme for active front-end multilevel converters," *Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE*, Denver, CO, 2001, pp. 915-920 vol.2.
- [50]. K.Gobinath, S. Mahendran and I. Gnanambal, "Novel cascaded H-bridge multilevel inverter with harmonics elimination," *2013 International Conference on Green High Performance Computing (ICGHPC)*, Nagercoil, 2013, pp. 1-7.
- [51]. M.Aleenejad, P. Moamaei, H. Mahmoudi and R. Ahmad, "Unbalanced Selective Harmonic Elimination for fault-tolerant operation of three phase multilevel Cascaded H-bridge inverters," *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Charlotte, NC, 2015, pp. 1589-1594.
- [52]. K.Chaniago, N. A. Rahim and J. Selvaraj, "Novel fundamental-frequency-modulated modified H-bridge single-phase seven-level inverter for stand-alone photovoltaic system," *2011 IEEE Conference on Clean Energy and Technology (CET)*, Kuala Lumpur, 2011, pp. 225-230.
- [53]. V.Bhuvaneswari and H. Kumar, "Analysis of asymmetrical and symmetric three phase cascaded multilevel inverter using multicarrier SPWM techniques," *2014 International Conference on Green Computing Communication and Electrical Engineering (ICGCCCEE)*, Coimbatore, 2014, pp. 1-7.
- [54]. R.Yadav, P. Bansal and A. R. Saxena, "A three-phase 9-level inverter with reduced switching devices for different PWM techniques," *2014 6th IFFF Power India International Conference (PIICON)*, Delhi, 2014, pp. 1-6.
- [55]. M.Anzari, J. Meenakshi and V. T. Sreedevi, "Simulation of a transistor clamped H-bridge multilevel inverter and its comparison with a conventional H-bridge multilevel inverter," *2014 International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies [ICCPCT-2014]*, Nagercoil, 2014, pp. 958-963.

- [56]. B. Urmila<sup>1</sup> and D. Subba Rayudu, "Optimum space vector PWM algorithm for three-level inverter," *ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences*, VOL. 6, NO. 9, September 2011.
- [57]. Lavanya Komma and Rangavalli Vasa, "Simulation and comparison of three level inverter using SVPWM & SPWM," *International Journal of Electrical and Electronics Research*, Vol. 2, Issue 3, pp: (21-30), Month: July - September 2014.
- [58]. F.Kendouli, K. Abed, K. Nabti, H. Benaila and B. Azoui, "High performance PWM converter control based PMSG for variable speed wind turbine," *2012 First International Conference on Renewable Energies and Vehicular Technology*, Hammamet, 2012, pp. 502-507.
- [59]. Chandana Perera, "Sensorless control of permanent-magnet synchronous motor drives," Institute of Energy Technology Aalborg University, Aalborg, Denmark, December 2002.
- [60]. Stefan Partyka, "DC link voltage control," Institute of Energy Technology Aalborg University, Aalborg, Denmark, June 2008.
- [61]. Ahmod M. Hemeida, Wael A. Farag, and Osama A. Mahgoub, "Modeling and control of direct driven PMSG for ultra large wind turbines," *World Academy of Science, Engineering and Technology International Journal of Computer, Electrical, Automation, Control and Information Engineering* Vol: 5, No: 11, 2011.
- [62]. K.Bunjongjit and Y. Kumsuwan, "MATLAB/Simulink modeling of stator current control of PMSG for grid-connected systems." *2014 International Electrical Engineering Congress (IIECON)*, Chorburi, 2014, pp. 1-4.
- [63]. K.Bunjongjit and Y. Kumsuwan, "Performance enhancement of PMSG systems with control of generator side converter using d-axis stator current controller." *2013 10th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*, Krabi, 2013, pp. 1-5.
- [64]. Zagariy G. I., "Maximum torque per ampere control with optimal field weakening strategy for torque, speed and voltage control of interior mounted permanent magnet synchronous motor," GUSYEV I., development engineer, (Wiedemann Sensor-Technik GmbH, Germany).
- [65]. S.h. Dong, Y. Wang and S. w. Shu, "A novel Unity Power Factor control strategy based on flux re-orientation for PMSG based wind turbine." *2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, Beijing, 2014, pp. 1-4.

- [66]. Tomonobu Senjyu, Norihiro Nakasone, Atsushi Yona, Ahmed Yousuf Saber, Toshihisa Furiabashi and Hideomi Sekine, "Operation strategies for stability of gearless wind power generation systems," *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, Pittsburgh, PA, 2008, pp. 1-7.
- [67]. P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, and D. Boroyevich, "Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control," *IEEE Trans. on power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 584-592, 2007.
- [68]. Evgenije Adzic, Vlado Porobic, Boris Dumnic, Nikola Celanovic and Vladimir Katic, "PLL synchronization in grid connected converters," *The 6th PSU-JNS International Conference on Engineering and Technology (ICET-2013)*, Novi Sad, Serbia, May 15-17, 2013 University of Novi Sad, Faculty of Technical Sciences, Paper No. T.12-1.1..
- [69]. F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre and A. V. Timbus, "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 5, pp. 1398-1409, Oct. 2006.
- [70]. Y. Errami, M. Maaroufi and M. Ouassaid, "Modelling and control strategy of PMSG based variable speed wind energy conversion system," *2011 International Conference on Multimedia Computing and Systems*, Ouarzazate, 2011, pp. 1-6.
- [71]. T. Bariša, D. Sumina and M. Kutija, "Control of generator- and grid-side converter for the interior permanent magnet synchronous generator," *2015 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, Palermo, 2015, pp. 1015-1020.
- [72]. Junfei Chen, Hongbin Wu, Ming Sun, Weinan Jiang, Liang Cai and Caiyun Guo, "Modeling and simulation of directly driven wind turbine with permanent magnet synchronous generator," *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies*, Tianjin, 2012, pp. 1-5.
- [73]. Yang Liyong, Yuan Pele, Chang Zhenguo, Chen Zhigang and Li Zhengxi, "A novel control strategy of power converter used to direct driven permanent magnet wind power generation system," *2009 2nd International Conference on Power Electronics and Intelligent Transportation System (PEITS)*, Shenzhen, 2009, pp. 455-459.