

## **Caracterización de Inversores Multinivel tipo Puente-H en Cascada**

**Daniel Felipe Almeida Argüello**

Tesis presentada para optar por el título de Magíster en Ingeniería Eléctrica.

Directora:

**Dra. María Alejandra Mantilla Villalobos**

Doctora en Ingeniería Electrónica

Codirector:

**Dr. Johann Farith Petit Suárez**

Doctor en Ingeniería Eléctrica

Universidad Industrial de Santander

Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas

Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones (E3T)

Maestría en Ingeniería Eléctrica

Bucaramanga

2018

## Dedicatoria

*Agradecer a Dios por todas las bendiciones recibidas, entre ellas, contar con la presencia de mis padres Marcos Almeida e Inés Argüello y mis hermanos Nathalia y Fabian los cuáles siempre me han proporcionado su apoyo incondicional durante cada uno de los momentos de mi vida y me han aconsejado en cada decisión importante que he tomado. Espero que sigan siendo mi guía y motivación permanente en todos los proyectos futuros. A mi tío Elibardo Argüello, el cual recuerdo con mucho cariño y se que me sigue apoyando desde el cielo.*

## Agradecimientos

Deseo agradecer a la profesora María Alejandra Mantilla por toda la orientación proporcionada durante el desarrollo de cada una de las etapas de esta tesis, en las cuales siempre estuvo atenta en guiarme en todos los aspectos técnicos que requería esta misma y siempre apoyarme en momentos de dificultad durante este proceso, sin los cuáles me hubiera sido mucho más complicado llevar a buen puerto esta tarea. También destacar al codirector el profesor Johann Petit en el planteamiento y desarrollo del proyecto.

Al Grupo de Investigación en Sistemas de Energía Eléctrica (GISEL), dirigido por el profesor Gabriel Ordoñez y todo su cuerpo docente, el cuál me apoyó con gran parte de la financiación del proyecto de investigación, tanto en los componentes del prototipo, como en equipos de medida, de cómputo y espacios de trabajo en laboratorio necesarios para llevar a cabo los objetivos de la tesis. A la E3T, en especial a los laboratoristas Jairo y Liliana por su trabajo desinteresado en el proceso de soldado de los componentes a las tarjetas impresas realizadas y su guía en el diseño e implementación de las mismas. Espero Dios les reconozca a todos la gran ayuda que me prestaron.

A todos mis amigos del grupo GISEL, entre los que destaco a Paulina, Rusber, Ricardo, Francisco y Diego con los cuales compartí muchos momentos de alegría que quedarán en mi memoria. Finalmente, mi gran amigo Sebastian Díaz el cual me ayudó en aspectos técnicos del proyectos y me brindó su amistad durante todo este proceso.

# Tabla de contenido

<b>Introducción</b>	<b>29</b>
<b>1 Objetivos</b>	<b>30</b>
1.1 Objetivo General . . . . .	30
1.2 Objetivos Específicos . . . . .	30
<b>2 Concepto y operación del Inversor Multinivel de puentes H en cascada</b>	<b>32</b>
2.1 Inversor multinivel . . . . .	32
<b>2.1.1 Concepto del Inversor multinivel . . . . .</b>	<b>32</b>
<b>2.1.2 Tipos de Inversores multinivel . . . . .</b>	<b>36</b>
2.2 Inversor multinivel de puentes H en cascada (CHB) . . . . .	39
<b>3 Estrategias de modulación por ancho de pulso (PWM) del inversor multinivel</b>	<b>44</b>
3.1 Estrategias de Modulación por Ancho de Pulso (PWM) . . . . .	47
<b>3.1.1 Generalidades de las estrategias PWM . . . . .</b>	<b>47</b>
<b>3.1.2 Expresión en series de Fourier de la tensión de salida PWM . . . . .</b>	<b>51</b>
3.2 Modulación sinusoidal PWM-inversores convencionales . . . . .	56
<b>3.2.1 Modulación PWM del Inversor Monofásico en puente Completo (puente H) . . . . .</b>	<b>56</b>
<b>3.2.2 Modulación del Inversor trifásico de puente completo . . . . .</b>	<b>61</b>
3.3 Modulación PWM del inversor multinivel de conexión en cascada de puentes H (CHB) . . . . .	77

<b>3.3.1</b>	<b>Modulación PWM por desplazamiento de fase (PS-PWM)</b> . . . . .	<b>78</b>
<b>3.3.2</b>	<b>Modulación PWM por desplazamiento de fase con inyección de tercer armónico (thPS-PWM)</b> . . . . .	<b>87</b>
<b>3.3.3</b>	<b>Modulación Híbrida PWM (H-PWM)</b> . . . . .	<b>90</b>
<b>3.3.4</b>	<b>Modulación Vectorial para Inversores Multinivel Trifásicos (SVM-PWM)</b> . . . . .	<b>95</b>
<b>4</b>	<b>Criterios de desempeño armónico del Inversor Multinivel</b>	<b>115</b>
4.1	Distorsión Armónica Total ( <i>THD</i> ) . . . . .	117
4.2	Distorsión Armónica Total Ponderada ( <i>WTHD</i> ) . . . . .	117
4.3	Factor de Distorsión ( <i>DF</i> ) . . . . .	119
4.4	Armónico de Orden más Bajo ( <i>LOH</i> ) . . . . .	119
<b>5</b>	<b>Prototipo experimental</b>	<b>120</b>
5.1	Etapa de potencia . . . . .	120
5.2	Implementación del controlador PWM . . . . .	126
5.3	Etapa de Adecuación y Aislamiento . . . . .	128
5.4	Etapa de sensado y procesamiento de señales . . . . .	133
<b>6</b>	<b>Resultados de simulación y experimentales</b>	<b>138</b>
6.1	Inversor monofásico de cinco niveles con modulación PS-PWM y H-PWM . . . . .	140
6.2	Inversor trifásico CHB de tres niveles con modulación PS-PWM, PS-PWM con inyección de tercer armónico (thPS-PWM) y SVM-PWM . . . . .	144
6.3	Inversor trifásico CHB de cinco niveles con modulación PS-PWM, PS-PWM con inyección de tercer armónico (thPS-PWM), H-PWM y SVM-PWM . . . . .	147
<b>7</b>	<b>Conclusiones y futuros desarrollos</b>	<b>156</b>

---

7.1	Trabajos futuros . . . . .	159
7.2	Proyectos co-dirigidos . . . . .	160
7.3	Publicaciones realizadas . . . . .	160
<b>8</b>	<b>Recomendaciones</b>	<b>161</b>
	<b>Referencias bibliográficas</b>	<b>162</b>

## Lista de tablas

Tabla 1.	Características del inversor multinivel de puentes H en cascada (CHB) trifásico. . .	41
Tabla 2.	Estados de conmutación del inversor CHB monofásico de cinco niveles. . . . .	42
Tabla 3.	Tensiones de salida $V_o$ obtenidas a través de la modulación unipolar partiendo del estado de los dispositivos de conmutación $S_1, S_2, S_3$ y $S_4$ . . . . .	59
Tabla 4.	Tensiones de salida del inversor trifásico en puente completo en coordenadas $abc$ y $\alpha\beta$ . . . . .	70
Tabla 5.	Criterios de localización del vector de referencia en los triángulos de conmutación de acuerdo al valor de su fase en coordenadas $\alpha\beta$ . . . . .	72
Tabla 6.	Tensiones de salida por celda para un inversor multinivel CHB trifásico de cinco niveles por fase. . . . .	99
Tabla 7.	Estados de conmutación de centros de hexágonos de dos niveles y sus valores en el plano $\alpha\beta$ para modulación de inversor multinivel trifásico de tres niveles. . . .	102
Tabla 8.	Regla para determinar las secuencias de conmutación en el algoritmo de modulación vectorial multinivel. . . . .	104
Tabla 9.	Estados de conmutación de centros de hexágonos de dos niveles y sus valores en el plano $\alpha\beta$ para modulación de inversor multinivel SSVM trifásico de cinco niveles.	111
Tabla 10.	Características principales del módulo IGBT SK100GH12T4T. . . . .	124
Tabla 11.	Características principales del driver SKHI 22AR. . . . .	130

## Lista de figuras

Figura 1.	Estructura genérica de un sistema fotovoltaico conectado a la red. . . . .	24
Figura 2.	Esquema y formas de onda de tensión de salida inductor de: a) dos niveles, b) tres niveles c) nueve niveles. Adaptado de José Rodríguez <i>et al</i> (2009). Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications. Proceedings of the IEEE, 97, 1786-1817. . . . .	34
Figura 3.	Topologías principales de inductor multinivel. Adaptado de José Rodríguez <i>et al</i> (2009). Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications. Proceedings of the IEEE, 97, 1786-1817. . . . .	37
Figura 4.	Topología de cinco niveles de los inversores multinivel NPC (a) y FC (b). . . . .	39
Figura 5.	Estados de conmutación para el inductor CHB de tres niveles (a) $V_{dc}$ (b) cero y (c) $-V_{dc}$ . . . . .	41
Figura 6.	Topología y forma de onda de salida de inductor multinivel CHB de 5 niveles. . . . .	43
Figura 7.	Principales estrategias de modulación para inversores multinivel. Adaptado de José Rodríguez <i>et al</i> (2009). Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications. Proceedings of the IEEE, 97, 1786-1817. . . . .	46
Figura 8.	Esquema de topologías y estrategias de modulación a ser descritas en este trabajo. Adaptado de José Rodríguez <i>et al</i> (2009). Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications. Proceedings of the IEEE, 97, 1786-1817. . . . .	46

Figura 9. Explicación de representación armónica de forma de onda de salida para la modulación bipolar. . . . . 53

Figura 10. Topología del inversor monofásico completo. . . . . 56

Figura 11. Formas de onda y espectro en frecuencia de la modulación bipolar: (a) señal de referencia sinusoidal y portadora triangular, (b) forma de onda de la tensión de salida  $V_o$  y (c) espectro en frecuencia de  $V_o$ . Estas figuras fueron tomadas para un índice de modulación en amplitud  $m_a = 1$ , índice de modulación en frecuencia  $m_f = 20$ , tensión en el bus de continua de  $V_{dc} = 85[V]$  y frecuencia de la señal de referencia de  $f_{ref} = 60[Hz]$ . . . . . 57

Figura 12. Formas de onda y espectro en frecuencia de la modulación unipolar: (a) señales de referencia sinusoidales y señal portadora triangular, (b) forma de onda de la tensión de salida  $V_o$  y (c) espectro en frecuencia de  $V_o$ . Estas figuras fueron tomadas para un índice de modulación en amplitud  $m_a = 1$ , índice de modulación en frecuencia  $m_f = 20$ , tensión en el bus de continua de  $V_{dc} = 20[V]$  y frecuencia de la señal de referencia de  $f_{ref} = 60[Hz]$ . . . . . 60

Figura 13. Topología de puente inversor trifásico de dos niveles conectado a una carga resistiva. 62

Figura 14. Formas de onda y espectro en frecuencia de la modulación sinusoidal PWM trifásica: (a) señales de referencia desfasadas cada  $120^\circ$ , (b) forma de onda de la tensión de línea  $V_{ab}$  y (c) espectro en frecuencia para la tensión de línea  $V_{ab}$ . Estas formas de onda fueron captadas bajo las condiciones de  $m_a = 1$ ,  $m_f = 20$  y  $f_{ref} = 60[Hz]$ . . . . . 64

Figura 15. Formas de onda de referencia de la modulación PWM con inyección de tercer armónico. . . . . 66

Figura 16. Formas de onda de la modulación PWM con inyección de tercer armónico: (a) señales de referencia de la estrategia SPWM con inyección de tercer armónico, (b) tensión de salida de línea  $V_{ab}$  para un inversor de puente completo trifásico, y (c) espectro en frecuencia de la forma de onda de la tensión de línea  $V_{ab}$ . Esta forma de onda fue captada bajo las condiciones de  $m_a = 1.1547$ ,  $m_f = 20$ ,  $f_{ref} = 60$  y  $V_{dc} = 100[V]$ . . . . . 68

Figura 17. Vectores espaciales en el plano  $\alpha\beta$  para los estados de conmutación y la referencia. 71

Figura 18. Implementación digital de la modulación vectorial PWM para los dos primeros estados activos del plano  $\alpha\beta$ . . . . . 74

Figura 19. Formas de onda para la modulación vectorial del inversor trifásico en puente completo: (a) localización del vector de referencia dentro de los seis triángulos de conmutación del diagrama de vectores espaciales en un periodo de la señal de referencia, (b) tensión de salida línea a línea  $V_{ab}$  y (c) espectro en frecuencia de la tensión  $V_{ab}$ . Esta forma de onda fue captada bajo las condiciones de periodo de muestreo  $T_s = 1/6000$  [Hz],  $m_a = 1.1547$ ,  $f_{ref} = 60$  [Hz] y  $V_{dc} = 100[V]$ . . . . . 76

Figura 20. Topología de tres niveles del inversor multinivel CHB trifásico. . . . . 78

Figura 21. Topología de cinco niveles del inversor multinivel CHB trifásico. . . . . 79

Figura 22. Diagrama de control para el inversor monofásico de cinco niveles CHB. Adaptado de José Rodríguez *et al* (2009). Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications. Proceedings of the IEEE, 97, 1786-1817. . . . . 80

Figura 23. Formas de onda del inversor multinivel trifásico CHB de tres niveles bajo modulación PS-PWM: (a) señales de referencia sinusoidales y señal portadora de control, (b) tensión de salida  $V_{ab}$  y (c) espectro en frecuencia para la forma de onda  $V_{ab}$ . Estas figuras fueron tomadas bajo los parámetros de  $m_a = 1$ ,  $m_f = 20$ ,  $V_{dc} = 20[V]$  y  $f_{ref} = 60[Hz]$ . . . . . 83

Figura 24. Formas de onda de un inversor monofásico de cinco niveles CHB con modulación por desplazamiento de fase (PS-PWM) para las condiciones de  $m_a = 1$ ,  $m_f = 20$  y  $f_{ref} = 60[Hz]$ : (a) dos señales portadoras triangulares comparadas con la señal de referencia sinusoidal, (b) forma de onda de la tensión de salida  $V_{an}$  y (c) espectro en frecuencia de  $V_{an}$ . . . . . 84

Figura 25. Formas de onda del inversor multinivel trifásico CHB de cinco niveles bajo modulación PS-PWM: (a) señales de referencia sinusoidales trifásicas y señales portadoras por fase desfasadas  $90^\circ$ , (b) tensión de salida  $V_{ab}$  y (c) espectro en frecuencia. Estas figuras fueron tomadas bajo los parámetros de  $m_a = 1$ ,  $m_f = 20$ ,  $V_{dc} = 20[V]$  y  $f_{ref} = 60[Hz]$ . . . . . 86

Figura 26. Formas de onda para el inversor CHB de tres niveles trifásico con modulación PS-PWM con inyección de 1/6 de tercera armónica: (a) señales de referencia y portadora, (b) forma de onda de la tensión línea a línea  $V_{ab}$  y (c) respuesta en frecuencia de esta señal. Esta forma de onda fue tomada bajo condiciones de  $m_a = 1.1547$ ,  $m_f = 20$ ,  $f_{ref} = 60[Hz]$  y  $V_{dc} = 20[V]$ . . . . . 88

Figura 27. Formas de onda para el inversor CHB de cinco niveles trifásico con modulación PS-PWM con inyección de 1/6 de tercera armónica: (a) señales de referencia y portadora, (b) forma de onda de la tensión línea a línea  $V_{ab}$  y (c) respuesta en frecuencia de tensión  $V_{ab}$ . Estas formas de onda fueron tomadas bajo condiciones de  $m_a = 1.1547$ ,  $m_f = 20$ ,  $f_{ref} = 60[Hz]$  y  $V_{dc} = 20[V]$ . . . . . 90

Figura 28. Esquema de modulación híbrida para el inversor multinivel CHB trifásico de cinco niveles. . . . . 91

Figura 29. Formas de onda del inversor monofásico CHB de 5 niveles con modulación híbrida: (a) señal de referencia sinusoidal de la celda 1 junto con la señal de salida de esta, (b) señal de referencia de la celda 2 y la señal portadora triangular para modulación unipolar, (c) la forma de onda de salida  $V_{an}$  y (d) espectro en frecuencia de la tensión  $V_{an}$ . Estas formas de onda se obtuvieron bajo las condiciones de  $V_{c1,dc} = 40$ ,  $V_{c2,dc} = 20$ ,  $V_{ref} = 60$ ,  $m_a = 1$ ,  $f_{ref} = 60 [Hz]$  y  $f_c = 1200 [Hz]$ . . . . 94

Figura 30. Formas de onda de modulación híbrida para el inversor trifásico CHB de 5 niveles: (a) tensión de salida  $V_{ab}$  y (b) espectro en frecuencia de  $V_{ab}$ . Estas formas de onda se obtuvieron bajo las condiciones de  $V_{c1,dc} = 40$ ,  $V_{c2,dc} = 20$ ,  $V_{ref} = 60$ ,  $m_a = 1$ ,  $f_{ref} = 60 [Hz]$  y  $f_c = 1200 [Hz]$ . . . . . 96

Figura 31. Vectores espaciales en el plano  $\alpha\beta$  para inversores multinivel de (a) tres y (b) cinco niveles de tensión DC. . . . . 97

Figura 32. Vectores espaciales de línea para el inversor multinivel CHB de tres niveles. . . . 98

Figura 33. Localización de hexágonos de dos niveles dentro del diagrama de vectores espaciales para el inversor multinivel de tres niveles. . . . . 101

Figura 34. Ejemplo de localización de vector de referencia en el hexágono 2 del diagrama de vectores espaciales del inversor de tres niveles. . . . . 103

- Figura 35. Diagrama de flujo de la estrategia de modulación por vector espacial SVM por el método de la descomposición o simplificado. . . . . 106
- Figura 36. Formas de onda para el inversor CHB de tres niveles trifásico con modulación SSVM-PWM: (a) localización del vector giratorio de referencia en los seis hexágonos del diagrama de vectores espaciales, (b) forma de onda de la tensión línea a línea  $V_{ab}$  y (c) respuesta en frecuencia de la tensión  $V_{ab}$ . Estas formas de onda fueron tomadas bajo las condiciones de  $m_a = 1.1547$ ,  $m_f = 20$ ,  $f_{ref} = 60[Hz]$  y  $V_{dc} = 20[V]$ . . . . . 108
- Figura 37. Diagrama modificado de vectores espaciales del inversor trifásico de CHB de cinco niveles para modulación por vector espacial simplificada (SSVM). . . . . 109
- Figura 38. Diagrama de bloques representativo de cálculo de la longitud del vector de referencia para la modulación del inversor trifásico CHB de cinco niveles. . . . . 110
- Figura 39. Ejemplo de localización de vector de referencia en el hexágono 7 del diagrama de vectores espaciales del inversor multinivel CHB de cinco niveles. . . . . 112
- Figura 40. Formas de onda para el inversor CHB de cinco niveles trifásico con modulación SSVM-PWM: (a) localización del vector giratorio de referencia en los dieciocho hexágonos exteriores del diagrama de vectores espaciales, (b) forma de onda de la tensión línea a línea  $V_{ab}$  y (c) respuesta en frecuencia de la tensión  $V_{ab}$ . Estas formas de onda fueron tomadas bajo las condiciones de  $m_a = 1.1547$ ,  $m_f = 20$ ,  $f_{ref} = 60[Hz]$  y  $V_{dc} = 20[V]$ . . . . . 114
- Figura 41. Esquema del prototipo implementado. . . . . 121
- Figura 42. Fotografía del prototipo experimental implementado del inversor multinivel CHB. 122
- Figura 43. Esquema de la etapa de alimentación implementada para caracterización de inversor monofásico. . . . . 123

- Figura 44. Módulo SK100GH12T4T puente H: (a) empaquetado, (b) vista superior del circuito impreso con tres módulos incrustados y (c) prototipo experimental con circuitos impresos de potencia y control. . . . . 125
- Figura 45. Diagrama de generación de pulsos de conmutación a través de la tarjeta Launch-Pad TMS320F28379D. . . . . 128
- Figura 46. Esquema de la etapa de alimentación implementada para la generación de los pulsos de conmutación del inversor trifásico CHB de tres niveles. . . . . 129
- Figura 47. Esquema de conexión del optoacoplador HCPL 3120. . . . . 129
- Figura 48. Esquema de conexión interna y externa del driver SKHI 22AR. Adaptado de SKHI 22AR. Hoja de datos. [En línea]. (Recuperado en 8 de Junio de 2017). Disponible en <https://www.alliedelec.com/m/d/25d9e08aca8233d53f9a8609f2a0ac2d.pdf>. . . . . 131
- Figura 49. Imagen de circuito impreso realizado con el driver HCPL 3120 y driver SKHI 22AR. . . . . 133
- Figura 50. Imagen de circuito impreso con el transductor de tensión LV25-P y amplificador operacional OP470. . . . . 134
- Figura 51. Imagen de la tarjeta dSPACE 1104 conectada a transductor de tensión 51a e imagen de software implementado en Simulink 51b. . . . . 136
- Figura 52. Imagen de interfaz gráfica implementada en ControlDesk para la visualización y registro de la forma de onda de la tensión de salida. . . . . 137
- Figura 53. Gráficas de desempeño armónico de las estrategias PS-PWM y H-PWM obtenidas por simulación en función del índice de modulación en amplitud  $m_a$ . . . . . 141
- Figura 54. Gráficas de desempeño armónico de las estrategias PS-PWM y H-PWM obtenidas experimentalmente en función del índice de modulación en amplitud  $m_a$ . . . . . 142

Figura 55. Gráficas de formas de onda de tensión de salida por fase  $V_{an}$  para las estrategias de modulación (a)PS-PWM y (b)H-PWM para un índice de modulación en amplitud  $m_a = 0.8$ . . . . . 143

Figura 56. Gráficas de espectros en frecuencia FFT para la tensión  $V_{an}$  con modulación: (a)PS-PWM y (b)H-PWM experimentales. Espectros tomados con índice de modulación  $m_a = 0.8$ , tensión base para modulación PS-PWM  $V_b = 40[V]$  y tensión base para modulación H-PWM  $V_b = 42[V]$ . . . . . 143

Figura 57. Gráficas de desempeño armónico de las estrategias PS-PWM, thPS-PWM y SVM-PWM obtenidas por simulación en función del índice de modulación en amplitud  $m_a$ . . . . . 145

Figura 58. Gráficas de desempeño armónico de las estrategias PS-PWM, thPS-PWM y SVM-PWM obtenidas experimentalmente en función del índice de modulación en amplitud  $m_a$ . . . . . 146

Figura 59. Formas de onda en tensión de salida de línea  $V_{ll}$  para las estrategias de modulación (a)PS-PWM, (b)thPS-PWM y (c)SVM-PWM, con índice de modulación  $m_a = 1$ . . . 147

Figura 60. Gráficas de espectros en frecuencia FFT para las estrategias: (a)PS-PWM, (b)thPS-PWM y (c)SVM-PWM experimentales para las tensiones  $V_{ab}$ . Estos espectros se tomaron bajo un índice de modulación en amplitud  $m_a = 1$  y tensión base para las tres estrategias de modulación de  $V_b = 20[V]$ . . . . . 151

Figura 61. Gráficas obtenidas de desempeño armónico de las estrategias PS-PWM, thPS-PWM, H-PWM y SVM-PWM por simulación en función del índice de modulación en amplitud  $m_a$ . . . . . 152

- Figura 62. Gráficas de desempeño armónico de las estrategias PS-PWM, thPS-PWM, H-PWM y SVM-PWM obtenidas experimentalmente en función del índice de modulación en amplitud  $m_a$ . . . . . 153
- Figura 63. Formas de onda de tensión línea-línea  $V_{ab}$  obtenidas experimentalmente para las estrategias de modulación: (a)PS-PWM, (b)thPS-PWM, (c)H-PWM y (d)SVM-PWM, con índice de modulación en amplitud  $m_a = 1$ . . . . . 154
- Figura 64. Espectros en frecuencia para las formas de onda de tensión línea-línea  $V_{ab}$  obtenidas experimentalmente para las estrategias de modulación: (a)PS-PWM, (b)thPS-PWM, (c)H-PWM y (d)SVM-PWM. Estos espectros se tomaron bajo un índice de modulación en amplitud  $m_a = 1$ , tensión base para las estrategias PS-PWM, H-PWM y SVM-PWM de  $V_b = 40[V]$  y para la estrategia H-PWM de  $V_b = 42[V]$ . 155

## Lista de Apéndices

**(Ver apéndices adjuntos en el CD y pueden visualizarlos en la Base de Datos de la Biblioteca UIS)**

Apéndice A. Hoja de datos de módulo puente-H SK100GH12T4T.

Apéndice B. Hoja de datos de driver SKHI 22 AR.

Apéndice C. Hoja de datos de optoacoplador HCPL 3120.

Apéndice D. Hoja de datos de disipador de potencia P16 PM139.

Apéndice E. Hoja de datos de ventilador de SKF16A 230.

# Resumen

**Título:** Caracterización de Inversores Multinivel tipo Puente-H en Cascada. <sup>1</sup>

**Autor:** Daniel Felipe Almeida Argüello. <sup>2</sup>

**Palabras Clave:** Inversor Multinivel tipo Puente-H en Cascada (CHB), estrategias de modulación, distorsión armónica.

Los inversores de potencia basados en electrónica de potencia hacen parte fundamental de la conversión de energía y el control de sistemas de energía eléctrica renovables y accionamientos eléctricos. Actualmente, estos sistemas necesitan operar bajo tensiones y potencias más altas de salida con el fin de incrementar la producción y eficiencia en sus procesos. A su vez, es necesario que estos sistemas cumplan requerimientos de calidad de potencia eléctrica. En este sentido, el inversor multinivel surge como una alternativa interesante con el objetivo de cumplir las demandas establecidas. En particular, la calidad de las señales de salida del inversor multinivel dependen directamente de las estrategias de modulación implementadas para controlar la conmutación de los dispositivos semiconductores.

Partiendo de lo anterior, el propósito de esta tesis consiste en comparar cuatro estrategias de modulación del inversor multinivel de puentes H en cascada (CHB) en términos de la distorsión armónica proporcionada por la forma de onda de la tensión de salida. Específicamente, se estudian y comparan las estrategias de modulación por desplazamiento de fase PWM (PS-PWM), modulación por desplazamiento de fase con inyección de tercer armónico (thPS-PWM), modulación híbrida PWM (H-PWM) y modulación por vector espacial PWM (SVM-PWM) en términos del análisis del espectro de la tensión de salida, Distorsión Armónica Total (THD), Distorsión Armónica Total Ponderada (WTHD), Factor de Distorsión (DF) y Armónico de Orden más Bajo (LOH). Las topologías del inversor multinivel CHB analizadas fueron el inversor monofásico de cinco niveles, inversor trifásico de tres niveles e inversor trifásico de cinco niveles.

Los resultados fueron obtenidos a través de simulaciones y pruebas experimentales con el soporte de las herramientas MATLAB/Simulink y dSPACE, obteniendo un desempeño superior en la estrategia de modulación híbrida (H-PWM) en la calidad de forma de onda de la tensión de salida con respecto a las demás técnicas evaluadas.

---

<sup>1</sup>Tesis de Investigación de Maestría

<sup>2</sup>Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Grupo GISEL. Directora: Dra. María Alejandra Mantilla Villalobos.

# Abstract

**Title:** Characterization of Cascaded H-Bridge Multilevel Inverters. <sup>3</sup>

**Author:** Daniel Felipe Almeida Argüello. <sup>4</sup>

**Key Words:** Cascaded H-Bridge Inverter (CHB), modulation strategies, harmonic distortion.

Power converters, based power electronics, have been involved in the energy conversion and control of renewable electric systems and electrical drives. Currently, these systems need to operate under higher output voltages and power in order to increase the efficiency and demand in their process. Meanwhile, these systems need to accomplish electric power quality requirements. In this sense, multilevel inverters arise as an interesting alternative in order to achieve the above requirements. Particularly, the quality of the output electric signals are controlled by the PWM modulation strategies, implemented for controlling the switching of the semiconductors devices.

This thesis aims to compare four modulation strategies for the CHB multilevel inverter, in terms of harmonic distortion delivered by the waveform of the output voltage. Specifically, Phase Shift PWM (PS-PWM), third harmonic injection Phase Shift PWM (thPS-PWM), Hybrid Modulation (H-PWM) and Space Vector Modulation (SVM-PWM) are studied and compared in this thesis. Every modulation strategy was analysed in terms of the harmonic spectrum, Total Harmonic Distortion (THD), Weighted Total Harmonic Distortion (WTHD), Distortion Factor (DF) and Lower Order Harmonic (LOH) of the output voltage. Three-phase and mono-phase CHB multilevel inverter topologies were also implemented with the modulation strategies.

The results were gotten through simulations and experimental tests with the support of MATLAB/ Simulink and dSPACE tools. These results are in good agreement with the theory development. Hybrid Modulation (H-PWM) delivered better results than the other modulation strategies analysed.

---

<sup>3</sup>Master Thesis

<sup>4</sup>Physical Faculty of Mechanical Engineering. School of Electrical, Electronics and Telecommunications. Group GISEL. Director: Dra. María Alejandra Mantilla Villalobos.

# Introducción

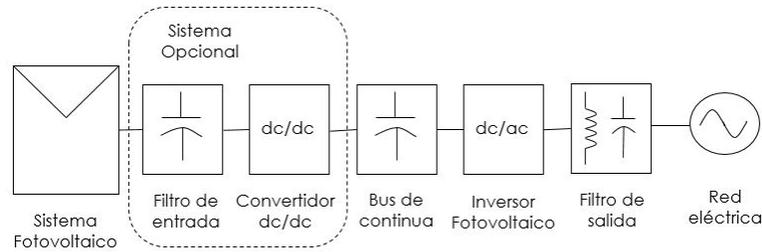
En las últimas décadas, la electrónica de potencia se ha encargado de la conversión y el control de la potencia eléctrica con la ayuda de dispositivos semiconductores de conmutación, entre los cuáles se pueden incluir diodos, tiristores, TRIACS, tiristores desactivados por compuerta (GTO), transistores de efecto de campo metal-óxido-semiconductor (MOSFET), transistores bipolares de puerta aislada (IGBT) y tiristores controlados por puerta integrada (IGCT). Entre las principales aplicaciones de la electrónica de potencia se tienen: fuentes de potencia reguladas, tanto en corriente directa (DC) como en alterna (AC), fuentes de potencia ininterrumpibles (UPS), control de procesos electroquímicos; tales como electrólisis, anodizado y refinado de metales; control de calefacción e iluminación, sistemas de soldadura electrónica, compensadores estáticos síncronos y de potencia reactiva (STATCOM y SVC), sistemas flexibles de transmisión de corriente alterna (FACTS), filtros armónicos activos (AHFs), sistemas de alta tensión en corriente directa (HVDC), convertidores para sistemas fotovoltaicos (PV) y celdas de combustible (FC), interruptores electrónicos, calefacción a alta frecuencia, almacenamiento de energía y accionamientos eléctricos, entre otras (Bose, 2014).

La evolución de la electrónica de potencia en términos de dispositivos semiconductores de potencia, convertidores, técnicas de modulación por ancho de pulso (PWM), transformadores electrónicos, variadores de velocidad, control avanzado y técnicas de simulación en computadores permite estimar que para el presente siglo este campo tenga un gran impacto en los sistemas industriales, eléctricos, almacenadores de

energía, energías renovables, vehículos eléctricos (EVs) e híbridos (HEVs), para de esta forma ayudar a mitigar y resolver problemas relacionados con el cambio climático, suplir requerimientos de mayor demanda de energía eléctrica y aspectos regulatorios en cuanto a calidad de potencia eléctrica y eficiencia. En resumen, y teniendo en cuenta el creciente incremento en el precio de la energía y las regulaciones ambientales efectuadas por el cambio climático, se considera que el papel que jugará la electrónica de potencia será al menos tan importante como la computación, comunicaciones y tecnologías de la información (Bose, 2014), (Rodríguez y Cortes, 2012).

Dentro de los principales sistemas en electrónica de potencia, los convertidores de potencia y los variadores de velocidad de alto desempeño han incrementado su uso en un amplio rango de aplicaciones, principalmente por su desempeño mejorado y alta eficiencia, lo cuál incrementa las tasas de productividad en distintas industrias. Dentro de las aplicaciones de los variadores de velocidad se destaca su uso en accionamientos eléctricos para bombas y ventiladores de alta potencia, en industrias mineras, en la industria del transporte para el control de torque y velocidad de las máquinas eléctricas con trenes y barcos y más recientemente para vehículos eléctricos, híbridos y en aviones. En cuánto al uso de convertidores de potencia, su aplicación en sistemas de energía renovable se ha incrementado constantemente durante los últimos años, esto debido principalmente a la creciente demanda de energía y regulaciones ambientales. Dentro de los sistemas de energías renovables, la energía solar fotovoltaica requiere del uso obligatorio de convertidores de potencia como interfaz entre los arreglos fotovoltaicos y la red eléctrica. En cuánto a la generación eólica, el uso de convertidores y accionamientos eléctricos permite la optimización de la cantidad de energía extraída del viento y para el cumplimiento de nuevas regulaciones para la conexión de estos sistemas en cuanto a la calidad de la potencia eléctrica a suministrar (Rodríguez y Cortes, 2012).

Con el fin de ejemplificar uno de estos sistemas mencionados, en la figura 1 (Kouro, Leon, Vinnikov, y



*Figura 1.* Estructura genérica de un sistema fotovoltaico conectado a la red.

Franquelo, 2015) (Rodríguez y Cortes, 2012) se muestra una estructura genérica de un sistema fotovoltaico conectado a la red. En este esquema se puede observar un arreglo fotovoltaico que genera una corriente DC que depende en gran medida de la irradiancia solar, temperatura y tensión en los bornes del sistema. Esta potencia en DC es transformada e integrada a la red por medio de un inversor solar. Adicionalmente, se puede integrar una etapa intermedia DC-DC entre los módulos fotovoltaicos y el inversor conectado a la red, esto con el fin de desacoplar el punto de operación del arreglo con el control del inversor y aumentar o reducir la tensión de salida en DC del sistema fotovoltaico para efectuar el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT). El sistema de la figura 1 incorpora más elementos en cuanto a unidades de monitorización e interacción, así como ubicación de transformadores de baja frecuencia a la salida del filtro de acople (Kouro y cols., 2015).

En cuánto a los convertidores de potencia, estos se componen de dispositivos semiconductores de potencia y componentes pasivos. La clasificación de este tipo de dispositivos puede ser realizada considerando diversos criterios, sin embargo, un criterio simple consiste en observar la entrada y la salida del sistema en términos de la salida en AC o DC que produzcan. Lo cuál conduce a la siguiente clasificación de convertidores (Rodríguez y Cortes, 2012):

- **AC-DC:** Conversión de señales eléctricas AC a una tensión o corriente regulada o no regulada en DC.

Entre estos se puede destacar los dispositivos a base de diodos y tiristores.

- **DC-DC:** Conversión de una tensión de entrada en DC a una tensión de salida en DC, suministrando regulación a la tensión de salida y, en algunas ocasiones, aislamiento. Entre estos se pueden destacar los convertidores reductores (buck), elevadores (boost), elevadores-reductores (buck-boost) y resonantes.
- **DC-AC:** Conversión de una tensión o corriente en DC a una tensión o corriente en AC con amplitud, frecuencia y fase variables. Los principales tipos de estos convertidores son los inversores en fuente de corriente (CSI) y los inversores en fuente de tensión (VSI).
- **AC-AC:** Conversión de una tensión en AC con magnitud y frecuencia fija a una tensión en AC con frecuencia y amplitud variable, en los cuáles se puede mencionar los ciclo-convertidores y los convertidores matriciales.

En cuanto a los convertidores DC-AC en el tipo de inversores de fuente de tensión (VSI), se pueden destacar dos tipos de topologías principales: inversores de dos niveles (VSC) e inversores multinivel. En términos generales, el inversor de dos niveles es la topología dominante para aplicaciones de baja tensión ( $\leq 600V$ ) e incluso se ha extendido a aplicaciones de media tensión con potencias de megavatios (Wu y Narimani, 2017). Sin embargo, ante la búsqueda constante de la industria hacia la mejora de sus tasas de producción, reducción de costos y eficiencia, diferentes investigadores se han encargado de plantear distintas alternativas para suplir estas necesidades (Rodríguez y cols., 2009).

Por un lado, se ha impulsado el desarrollo de nuevas tecnologías de semiconductores diferentes a los dispositivos basados en silicio (Si) con el fin de mantener las topologías de convertidores tradicionales (inversor de dos niveles e inversores en fuente de corriente) y aprovechar sus ya conocidas estructuras circuitales y métodos de control. De hecho, actualmente el desarrollo de los dispositivos con electrónica de potencia basada en carburo de silicio (SiC) ha impactado en la mejora del desempeño de los transistores en términos

de mayor tensión nominal, menores caídas de tensión en conducción, mayores temperaturas máximas de operación y mayor conductividad térmica con la desventaja de un incremento en el costo del dispositivo (Abu-Rub, Malinowski, y Al-Haddad, 2014).

Por otro lado, se han desarrollado nuevas topologías de inversores, conocidas como inversores multinivel, las cuáles utilizan los dispositivos de conmutación convencionales pero proponen estructuras circuitales más complejas que implican desafíos en su implementación y control. A pesar de eso, estos desafíos pueden convertirse en nuevas oportunidades, puesto que entre más complejo sea este circuito, más grados de libertad podrían ser usados para mejorar la conversión de potencia en diferentes aspectos, especialmente en relación a la calidad de la potencia eléctrica y eficiencia (Rodríguez y cols., 2009).

De acuerdo a lo anterior, los inversores multinivel son considerados actualmente como una de las soluciones industriales para aplicaciones con alto desempeño dinámico y demandantes en una buena calidad de potencia. Entre las diferentes ventajas que presenta se destaca su capacidad de operación a altas tensiones, reducidas tensiones en modo común y derivadas de tensión con respecto al tiempo ( $\frac{dv}{dt}$ ), tensiones de salida con reducido contenido armónico, corrientes casi sinusoidales, filtros de entrada y salida de pequeño valor nominal, mayor eficiencia, y, en algunos casos, operación tolerante ante fallas (Rodríguez y cols., 2009).

Las topologías principales de inversores multinivel son: diodos anclados al neutro (NPC) (Nabae, Takahashi, y Akagi, 1981), capacitores flotantes (FC) (Meynard y Foch, 1992) y conexión en cascada de los puentes H (CHB) (Peng y Lai, 1997). Cada topología maneja un mercado diferente dentro de las distintas aplicaciones que se puedan encontrar (Rodríguez, Leon, Kouro, Portillo, y Prats, 2008), en donde la topología NPC ha crecido en interés para implementación en accionamientos eléctricos convencionales para motores de AC (Habibullah, Lu, Xiao, Fletcher, y Rahman, 2017; Kant y Singh, 2016; Payami, Behera,

y Iqbal, 2018), configuraciones back-to-back para aplicaciones regenerativas en transmisión de energía en DC a alta tensión (HVDC) (Chaves, Margato, Silva, Pinto, y Santana, 2011) y como integración a la red para energía eólica (Alepuz, Calle, Busquets-Monge, Kouro, y Wu, 2013; Calle-Prado, Alepuz, Bordonau, Cortes, y Rodriguez, 2016). En cuanto a la topología de capacitores flotantes (FC), se destaca también su aplicación en accionamientos eléctricos en media tensión para motores de corriente alterna para la industria del transporte (Mathew, Rajeevan, Mathew, Azeez, y Gopakumar, 2013; McGrath y Holmes, 2009; Reusser y Young, 2015). Por último la topología de conexión en cascada de los puentes H (CHB) se muestra como una alternativa promisoría para aplicaciones altamente demandantes en calidad de potencia, tales como compensadores de potencia reactiva (Farivar, Townsend, Hredzak, Pou, y Agelidis, 2017), vehículos eléctricos e híbridos (Kandasamy, Vilathgamuwa, y Tseng, 2015), sistemas fotovoltaicos (Coppola y cols., 2016; Yu, Konstantinou, Townsend, y Agelidis, 2017), fuentes de suministro ininterrumpibles (Hua, Wu, y Chuang, 2006), entre otras.

Tal como se había indicado anteriormente, las funcionalidades de control y conversión de energía eléctrica de la electrónica de potencia se fundamentan en el control de los dispositivos semiconductores de conmutación. La característica esencial de estos dispositivos es que se operan solo en uno de dos estados, es decir, completamente apagados o encendidos, diferente a otros elementos de control que son operados cerca de la región lineal activa. En consecuencia, el proceso de conmutación de los dispositivos semiconductores en un dispositivo de electrónica de potencia se conoce como *modulación*, y el desarrollo de estrategias óptimas para implementar este proceso ha sido materia de investigación durante las últimas tres décadas, en donde cada estrategia sigue un parámetro de consigna de acuerdo a una aplicación determinada (D. G. Holmes y Lipo, 2003c).

Uno de los problemas principales relacionados con la modulación consiste en la generación de armóni-

cos indeseables como resultado de la conmutación inherente de los dispositivos de conmutación en la tensión y corriente de salida. La necesidad de considerar el grado en el cuál los armónicos son generados durante el proceso de control de tensión conduce al desarrollo de índices de desempeño básicos que cuantifiquen la *distorsión armónica*, siendo este uno de los factores para comparar estrategias de modulación (D. G. Holmes y Lipo, 2003c).

La comparación por distorsión armónica implica la determinación de parámetros de rendimiento relacionados, entre los cuáles se pueden identificar (Rashid, 2009) (D. G. Holmes y Lipo, 2003a):

- Distorsión armónica total (THD)
- Factor de distorsión (DF)
- Armónica de orden más bajo (LOH)
- Distorsión armónica total ponderada (WTHD)

Reconociendo que los inversores multinivel representan una alternativa concreta en la aplicación para sistemas eléctricos y accionamientos eléctricos en baja y alta tensión, y que, a su vez, el control de los inversores de potencia implica la generación de armónicos indeseables en la tensión y corriente de salida del inversor, este trabajo de investigación se propone la caracterización del inversor multinivel CHB a través de la comparación de la distorsión armónica de cuatro estrategias de modulación por ancho de pulso (PWM) típicas para este tipo de inversores, las cuáles son:

- Modulación por desplazamiento de fase (PS-PWM).
- Modulación por desplazamiento de fase con inyección de tercer armónico (thPS-PWM).
- Modulación Híbrida (H-PWM).

- Modulación por vector espacial (SVM-PWM).

Dentro de la caracterización propuesta, se plantea la evaluación de topologías monofásica y trifásica del inversor multinivel CHB para cada estrategia de modulación. Además, la caracterización se realiza a partir de datos obtenidos por simulación y experimentalmente, a través de un prototipo elaborado en el marco de esta tesis.

# Capítulo 1

## Objetivos

### 1.1. Objetivo General

Caracterizar el inversor multinivel tipo puente H en Cascada (CHB) a partir de la evaluación del desempeño de las estrategias de modulación.

### 1.2. Objetivos Específicos

Para garantizar el cumplimiento del objetivo general se plantean los siguientes objetivos específicos:

- Estudiar las estrategias de modulación para el inversor multinivel tipo Puente-H en Cascada (CHB).
- Evaluar el desempeño de las estrategias de modulación a través de la simulación de estas sobre el inversor multinivel CHB de seis celdas trifásico.
- Diseñar e implementar el inversor multinivel CHB de seis celdas trifásico e implementar las estrategias de modulación por medio de una tarjeta de control.

- Evaluar experimentalmente el desempeño de las estrategias de modulación por medio del prototipo elaborado.

## Capítulo 2

# Concepto y operación del Inversor Multinivel de puentes H en cascada

A continuación, se presentaran los conceptos básicos que rodean al inversor multinivel en cuanto a sus ventajas con respecto al inversor clásico de dos niveles y sus principales topologías, luego se introducirá el inversor multinivel tipo puente H en cascada (CHB) como la topología escogida por esta tesis para el subsecuente análisis.

### 2.1. Inversor multinivel

En esta sección se describiran los parámetros básicos de los inversores multinivel y las topologías principales que están siendo investigadas actualmente.

**2.1.1 Concepto del Inversor multinivel** El concepto básico empleado por los inversores multinivel consiste en la conexión en serie de dispositivos de conmutación, entre los que se pueden identificar tiristores desactivados por compuerta (GTO), tiristores controlados por puerta integrada (IGCT) y

transistores bipolares de puerta aislada (IGBT); con varias fuentes de baja tensión de DC, tales como: capacitores, baterías o fuentes DC de energía renovable, para efectuar la conversión de potencia sintetizando una forma de onda en escalera.

El número de niveles que pueden ser proporcionados por un inversor multinivel se describen como el número de pasos o valores de tensión constantes y equidistantes que pueden ser generados por el inversor y cualquier nodo interno arbitrario dentro del mismo. Típicamente, a este nodo se le denomina como el punto neutro del inversor denotado por  $N$ . Por lo tanto, una topología inversora se conoce como inversor multinivel si el número de niveles que se muestran en la forma de onda de la tensión de salida es mayor o igual a tres, diferenciándolo del inversor en fuente de tensión clásico de dos niveles.

En la figura 2 se pueden observar esquemas monofásicos y formas de onda en tensión de salida de tres inversores diferentes. En la parte (a) se observa la forma de onda de la tensión de salida en dos niveles clásica entre  $V_{dc}$  y  $-V_{dc}$ . Esta última difiere de la topología de tres niveles (b) al referenciar esta tensión a un punto neutro  $N$  para obtener el nivel de tensión adicional 0. En la parte (c) se muestra una forma de onda de nueve niveles de tensión, la cual es bastante similar a una forma de onda sinusoidal pura.

Para un inversor multinivel con fuente única, es posible encontrar la tensión de cada capacitor en serie en el bus de continua a través de la ecuación 2.1, en donde  $n$  representa la cantidad de niveles que pueden ser extraídos del inversor multinivel. A partir de esta ecuación, se puede definir que para un inversor de  $n$  niveles son necesarios  $n - 1$  capacitores en serie entre los terminales positivo y negativo del bus de continua.

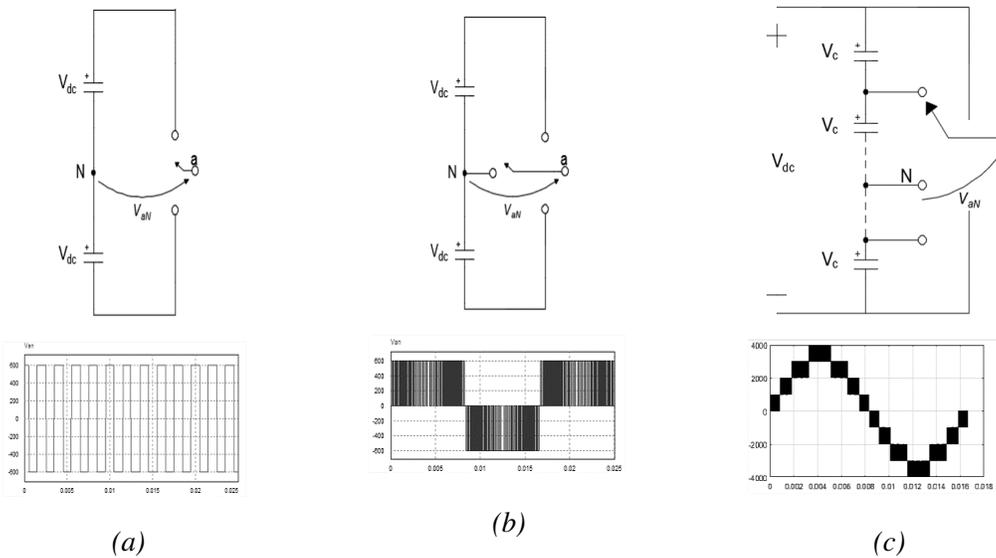


Figura 2. Esquema y formas de onda de tensión de salida inductor de: a) dos niveles, b) tres niveles c) nueve niveles. Adaptado de José Rodríguez *et al* (2009). Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications. Proceedings of the IEEE, 97, 1786-1817.

$$V_c = \frac{V_{dc}}{n - 1} \tag{2.1}$$

Por otra parte, cuando se consideran inversores trifásicos, los niveles de una fase se combinan con las de los demás generando una mayor cantidad de niveles para tensiones línea a línea. Generalmente, para un inductor con  $n_f$  niveles fase al punto neutro  $N$  se pueden proporcionar  $n_{ll} = 2n_f - 1$  niveles de tensión línea a línea.

Al igual que con el inductor clásico de dos niveles, los inversores multinivel pueden generar una tensión de salida con frecuencia y amplitud variable, por medio de técnicas de modulación por ancho de pulso (PWM). Respecto a esto, la posibilidad de cambiar los niveles de tensión de salida en la forma de onda permite adicionar un nuevo grado de libertad en el proceso de modulación. En términos generales, las ventajas

de la modulación PWM en inversores multinivel con respecto a los inversores clásicos de dos niveles son (Panda, 2011):

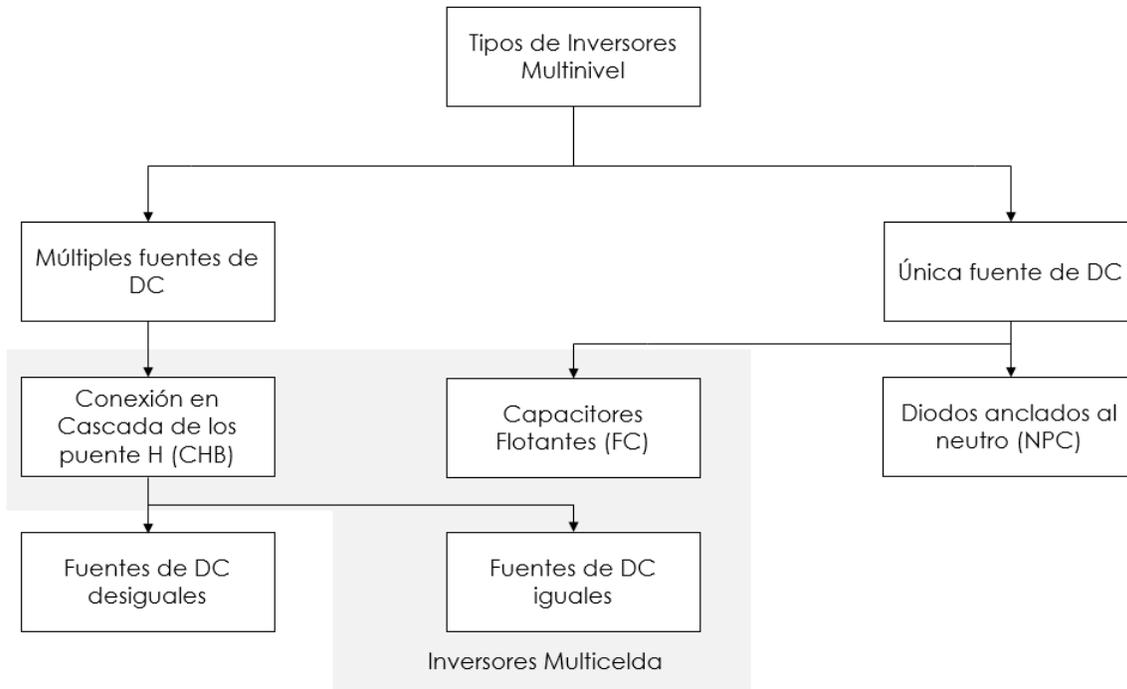
- Generación de una forma de onda escalonada con una baja distorsión, reduciendo problemas de compatibilidad electromagnética debido a su bajo  $dv/dt$ .
- Bajas tensiones en modo común, lo cual proporciona menores tensiones mecánicas en rodamientos de motores accionados por medio de inversores multinivel.
- Baja tensión soportada por cada dispositivo de conmutación, esto proporciona la posibilidad de seleccionar interruptores con menor dimensionamiento en tensión nominal para mejorar características de frecuencia de conmutación, corriente y potencia máxima soportada por los dispositivos.
- Absorción de corrientes de entrada con menor distorsión.
- Flexibilidad en la operación a bajas y altas frecuencias de conmutación en los interruptores de acuerdo a la aplicación del inversor.

En cuanto a las desventajas que presenta el inversor multinivel se puede identificar un número mayor de dispositivos de conmutación, por lo que se aumenta la complejidad del sistema al existir mayores señales de puerta que controlar, aparte de un mayor costo y espacio del inversor. Adicionalmente, el conexionado en serie de los dispositivos de conmutación implica desafíos en cuanto a problemas de desbalance de tensión en el bus de continua, la disposición del circuito y las restricciones del empaquetado en el controlador y por último los costos en la implementación y mantenimiento del mismo (Panda, 2011).

Para superar estos desafíos, ingenieros e investigadores han formulado distintas topologías de inversores multinivel, las cuáles se describirán en la siguiente sección.

**2.1.2 Tipos de Inversores multinivel** A lo largo de los últimos años diversas topologías de inversores multinivel se han reportado, las cuáles pueden ser clasificadas dentro de dos grupos principales: inversores multinivel con una única fuente de suministro en DC e inversores multinivel con múltiples fuentes de DC, tal como se muestra en la figura 3. Dentro de las topologías con fuente única de DC se encuentran principalmente las topologías de Diodos Anclados al Neutro (NPC) y Capacitores Flotantes (FC), y para múltiples fuentes de DC se encuentra la topología de puentes H en cascada (CHB) alimentado por fuentes iguales y desiguales de tensión en DC. Adicionalmente, las topologías CHB y FC se les considera también como *inversores multicelda* (MC) debido a su estructura modular compuesta de pequeños inversores de potencia denominadas *celdas de potencia* (Rodríguez y cols., 2009).

Más recientemente, numerosas variaciones e incluso combinaciones de estas topologías se han presentado para satisfacer requerimientos en aplicaciones particulares o mejorar una característica operacional. Entre estas topologías cabe destacar la NPC activa (ANPC), la cual permite una distribución igualitaria de temperatura de unión en los dispositivos de conmutación, proporcionando un incremento sustancial en la corriente de salida y potencia nominal de operación con respecto al inversor NPC. Otra variación importante corresponde al inversor multicelda apilado (*stacked MC*), la cual se describe como una combinación de conexiones en serie y paralelo de celdas de potencia de capacitores flotantes (FC); esta topología permite una operación en alta tensión del inversor, reducción del volumen de los capacitores anclados y una mejor calidad en las tensiones de salida con respecto a la topología FC. La topología CHB, tradicionalmente alimentada con fuentes iguales de DC, puede ser modificada mediante el suministro de fuentes desiguales de DC a sus celdas de potencia, conocida como puentes H en cascada asimétrica o híbrida (*asymmetric or hybrid CHB*). Esta topología genera más niveles en la forma de onda de la tensión de salida comparado con las topologías multinivel tradicionales usando menos dispositivos de conmutación y capacitores (Rodríguez



*Figura 3.* Topologías principales de inversor multinivel. Adaptado de José Rodríguez *et al* (2009). Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications. Proceedings of the IEEE, 97, 1786-1817.

y cols., 2009).

Las topologías NPC y FC de cinco niveles se pueden observar en la figura 4, respectivamente. Partiendo de las topologías principales ya mencionadas, cada una proporciona una serie de ventajas y desventajas, las cuáles hacen que la selección de una determinada topología dependa de la aplicación requerida (Panda, 2011), (Collins, 2013).

Para esta tesis se considera la topología de puentes H en cascada (CHB) como la más atractiva para la caracterización y análisis. Lo anterior se toma en base a lo siguiente (Rodríguez y cols., 2009), (Panda, 2011):

- Versatilidad para la operación en un amplio rango de aplicaciones industriales y de energías renova-

bles por el hecho de estar alimentado por múltiples fuentes de DC.

- Regulación sencilla de los buses de continua de cada puente H y facilidad en su control debido a su estructura modular, en donde, diferente a las topologías NPC y FC para las cuáles cada fase de conmutación necesita un control centralizado, el control de cada puente H puede ser controlado independientemente; lo anterior contando con una comunicación sincronizada de las diferentes consignas requeridas en cada fase.
- Posibilidad de alimentar los puentes H constitutivos de la topología CHB por medio de fuentes de DC desiguales, en donde se obtiene un mayor número de niveles en la forma de onda de la tensión de salida a partir de la eliminación en el número de redundancias de la topología, permitiendo mayor calidad en su forma de onda con un menor hardware utilizado en su construcción.
- Utilización de un menor número de componentes en su topología puesto que no se incluyen dispositivos anclados en su topología para su correcta operación como inversor multinivel, lo cual disminuye su costo e impide la aparición de problemas de desbalance de tensión en los capacitores del bus de continua y de dimensionamiento desigual de los capacitores y diodos anclados presentes en las topologías NPC y FC.
- Consideración del trabajo previo realizado, esto presentado en el artículo "Harmonic Characterization of the Output Voltage in Multilevel Converters"(Almeida, Mantilla, y Petit, 2016). En este artículo se concluyó que la topología CHB presentaba un mejor comportamiento ante las variables evaluadas y podía ser analizado ante más estrategias de modulación.

Por otra parte, la principal desventaja de la topología CHB consiste en que cada puente H necesita una fuente aislada de continua, lo que en cierta forma limita su rango de aplicaciones. Por lo tanto, para la implementación de los distintos puentes H se considera el uso de rectificadores trifásicos alimentados por transformadores en la mayoría de casos, sin embargo, esta topología permite acoplamientos con fuentes

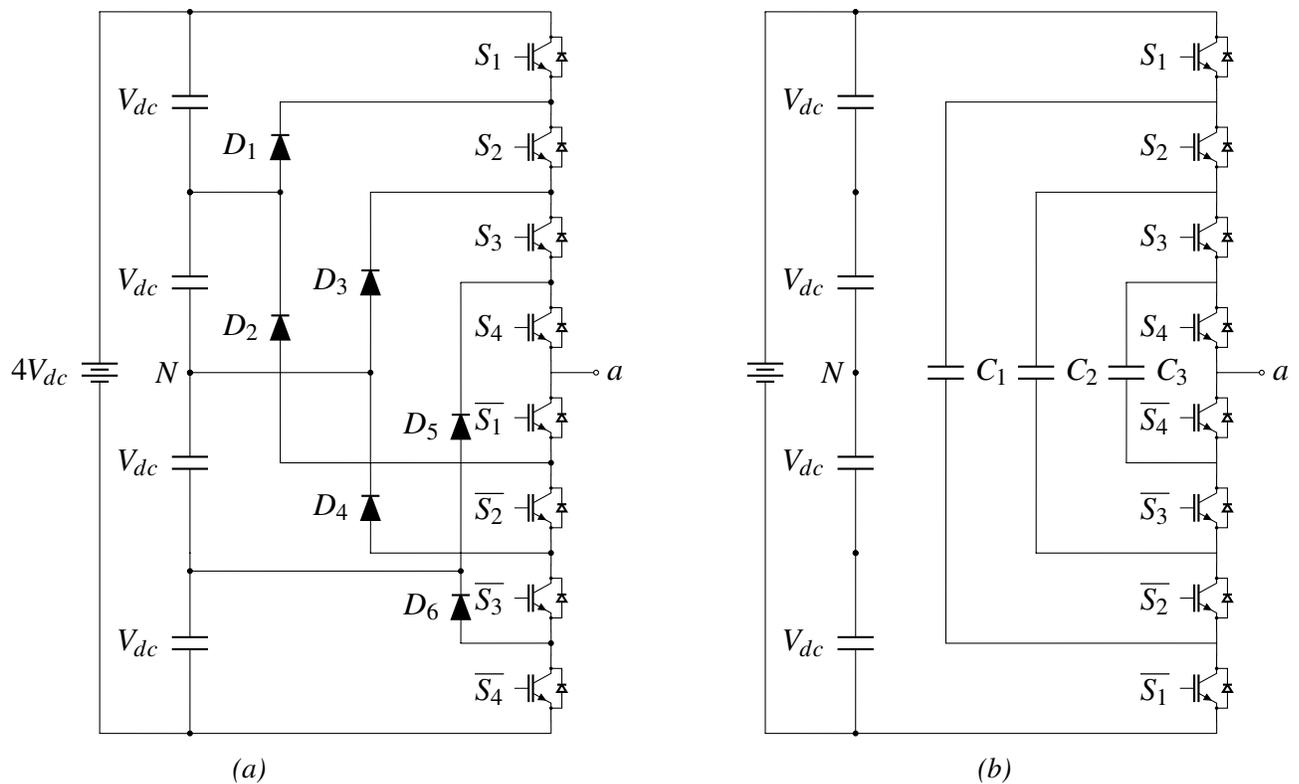


Figura 4. Topología de cinco niveles de los inversores multinivel NPC (a) y FC (b).

de energía renovable en DC, tales como: celdas de combustibles, paneles fotovoltaicos, biomasa, entre otros.

En la próxima sección se analizará de forma más profunda el inversor de puentes H en cascada (CHB) en cuanto a sus características generales y su forma de operación.

## 2.2. Inversor multinivel de puentes H en cascada (CHB)

El inversor multinivel de puentes H en cascada (CHB) fue el primero en ser presentado en 1975, sin embargo, no fue conocido por este término hasta el desarrollo del inversor NPC en 1981. Desde ese momento esta topología fue inutilizada hasta que los investigadores Lai y Peng la patentaron en 1997 (Peng y Lai, 1997) para ser utilizada en un amplio rango de aplicaciones, donde la CHB muestra superioridad sobre las otras topologías en aplicaciones de alta potencia.

La topología CHB esta conformada por la conexión en serie de dos o más inversores monofásicos de puente completo o puente H, a su vez, cada puente H esta conformado por dos ramas con dos dispositivos de conmutación complementarios para evitar un corto circuito en el bus de continua, generando cuatro estados de conmutación posibles en la tensión línea a línea de salida.

En la figura 5 se muestran tres estados de conmutación para un inversor puente H, el cuál está siendo alimentado por un capacitor con tensión  $V_{dc}$  y terminales de salida en  $V_o$ . Como se observa en 5a, cuando los dispositivos  $S_1$  y  $\overline{S_2}$  se activan simultáneamente, se obtiene una tensión de  $V_{dc}$  en los terminales de salida. Para obtener  $-V_{dc}$ , es necesario que los otros dos pares de dispositivos esten activos, es decir,  $S_2$  y  $\overline{S_1}$ , tal como se muestra en 5c. Finalmente, el inversor puente H permite obtener una salida nula por medio de la conexión de salida  $V_o$  a los terminales positivo o negativo de la fuente alimentación, tal como se observa en 5b, donde los dispositivos  $S_1$  y  $S_2$  conectan la salida al terminal positivo de la fuente, sin embargo, este mismo nivel de salida es posible obtenerse a través de la activación de los dispositivos  $\overline{S_1}$  y  $\overline{S_2}$ . En resumen, cada puente H tiene un estado para obtener  $+V_{dc}$ ,  $-V_{dc}$  y dos estados redundantes para proporcionar el nivel cero.

Cuando dos o más puentes H estan conectados en serie, sus tensiones de salida pueden ser combinadas para formar diferentes niveles en la forma de onda de salida, incrementando la tensión de salida total y también su potencia nominal. En general cuando se conectan  $k$  puentes H en serie, se pueden obtener  $n_f = 2k + 1$  niveles diferentes de tensión por fase, a través de la conexión de  $\frac{1}{2}(n_f - 1)$  fuentes independientes DC a cada puente H. Adicionalmente, si se cuenta con una topología CHB trifásica, es posible obtener  $n_{ll} = 2n_f - 1$  niveles en la tensión de línea  $V_{ll}$ , incrementando la calidad de la forma de onda de la tensión de salida (Rodriguez y cols., 2009).

Tabla 1  
Características del inversor multinivel de puentes H en cascada (CHB) trifásico.

Número de niveles por tensión de fase	Número de niveles de tensión de línea	Número de fuentes DC	Número de dispositivos de conmutación	Número de estados de conmutación
3	5	3	12	27
5	9	6	24	125
7	13	9	36	343
9	33	12	48	729

Nota: Adaptado de Max Collins (2013). Multi-level converter topologies for low voltage drives. Bachelor thesis. Disponible en: [https://www.iea.lth.se/publications/BS-Theses/Full20document/3026\\_Max\\_Collins.pdf](https://www.iea.lth.se/publications/BS-Theses/Full20document/3026_Max_Collins.pdf).

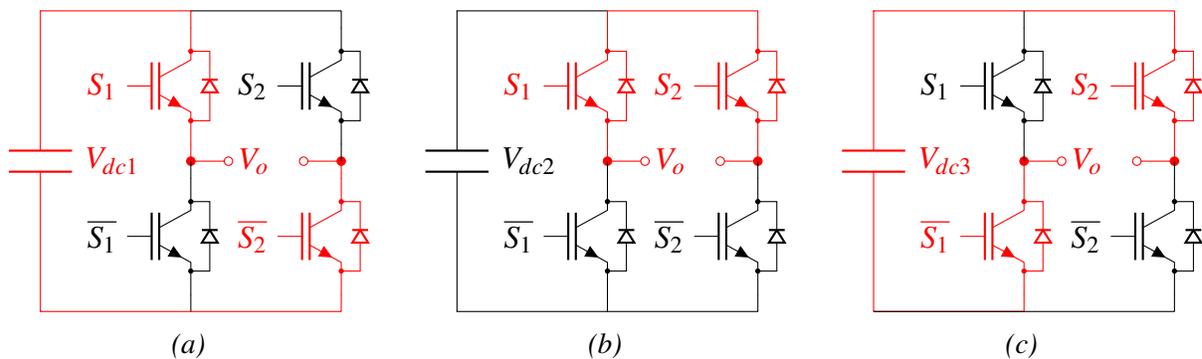


Figura 5. Estados de conmutación para el inversor CHB de tres niveles (a)  $V_{dc}$  (b) cero y (c)  $-V_{dc}$ .

En conclusión, la tabla 1 resume el número total de niveles por tensión de fase, tensión de línea, fuentes independientes de suministro de DC, dispositivos de conmutación presentes en la topología y estados de conmutación del inversor multinivel CHB trifásico en función del número de niveles en la forma de onda de tensión de salida, citándose desde 3 hasta 9 niveles de salida por tensión de fase.

En la figura 6 se muestra la topología de inversor multinivel CHB monofásica de cinco niveles (a), junto con una forma de onda típica cuadrada de cinco niveles (b), identificándose los cinco niveles a partir de la generación de  $2V_{dc}$ ,  $V_{dc}$ ,  $0$ ,  $-V_{dc}$  y  $-2V_{dc}$ . Adicionalmente, se muestra la tabla 2, en la cuál se muestra

tanto el estado de los dispositivos de conmutación ( $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  y  $S_{22}$ ), como la tensión de salida por puente H para un determinado nivel de tensión de salida. Es de resaltar el gran número de posibilidades existentes para generar los niveles de tensión  $V_{dc}$ , 0 y  $-V_{dc}$ , esto debido a que el nivel 0 se puede obtener de dos formas distintas para un puente H.

*Tabla 2*  
*Estados de conmutación del inversor CHB monofásico de cinco niveles.*

<b>Tensión de salida del inversor CHB</b>	<b>Estados de conmutación</b>				<b>Tensión por puente</b>	
$v_{an}$	$S_{11}$	$S_{12}$	$S_{21}$	$S_{22}$	$v_{a1}$	$v_{a2}$
$2V_{dc}$	1	0	1	0	$V_{dc}$	$V_{dc}$
$V_{dc}$	1	0	$\frac{1}{0}$	$\frac{1}{0}$	$V_{dc}$	0
	$\frac{1}{0}$	$\frac{1}{0}$	1	0	0	$V_{dc}$
0	0	0	0	0	0	0
	0	0	1	1		
	1	1	0	0		
	1	1	1	1	$V_{dc}$	$-V_{dc}$
	1	0	0	1		
0	1	1	0	$-V_{dc}$	$V_{dc}$	
$-V_{dc}$	0	1	$\frac{0}{1}$	$\frac{0}{1}$	$-V_{dc}$	0
	0	0	0	1	0	$-V_{dc}$
	1	1	0	1		
$-2V_{dc}$	0	1	0	1	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$

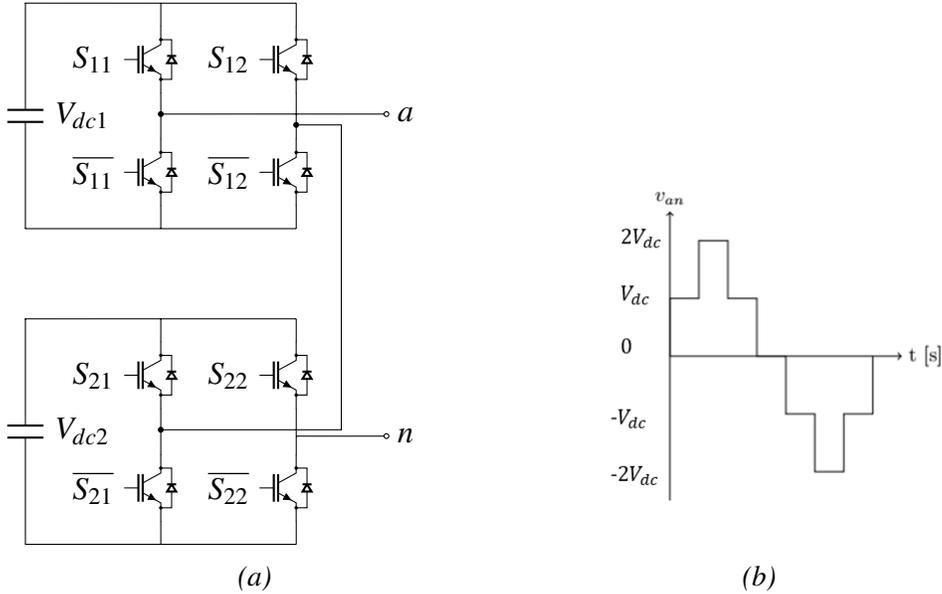


Figura 6. Topología y forma de onda de salida de inversor multinivel CHB de 5 niveles.

## Capítulo 3

# Estrategias de modulación por ancho de pulso (PWM) del inversor multinivel

El método por el cual se ajusta la tensión de salida de un inversor basado en electrónica de potencia se denomina modulación. A partir de este concepto, el desarrollo de las estrategias de modulación ha sido uno de los campos más amplios de investigación en el área de la electrónica de potencia por cerca de cuatro décadas y continua captando una considerable atención e interés para una gran parte de investigadores.

Específicamente, los esquemas de modulación tienen como propósito crear trenes de conmutación los cuáles tienen la misma tensión promedio fundamental voltio-segundo que una forma de onda de referencia en cualquier instante (D. G. Holmes y Lipo, 2003d). Sin embargo, estos trenes de conmutación también contienen componentes armónicos indeseables las cuáles deben ser minimizadas. Por lo tanto, para cualquier esquema de modulación, un objetivo primario consiste en calcular los estados de encendido de los dispositivos de conmutación para crear una tensión o corriente de salida de referencia, el segundo objetivo consiste en determinar la forma más efectiva para ordenar los trenes de conmutación y disminuir la distor-

sión armónica, pérdidas por conmutación o cualquier otro criterio de desempeño.

Por otra parte, el desarrollo de las estrategias de modulación ha ido de la mano con el desarrollo de nuevas topologías propuestas, dentro de las que se puede contar el inversor multinivel. En este caso, se tiene que tomar en consideración la complejidad adicional proporcionada por el inversor multinivel, debido a la mayor cantidad de dispositivos de conmutación, e integrar las ventajas de los grados de libertad adicionales generados por este tipo de topologías (Rodríguez y cols., 2008).

Partiendo de lo descrito anteriormente, un gran número de estrategias de modulación han sido adaptadas o desarrolladas dependiendo de la aplicación y la topología del convertidor, cada una teniendo ventajas y desventajas de acuerdo a los criterios de desempeño escogidos. En la figura 7 se muestran las estrategias de modulación comúnmente utilizadas en el control de los inversores multinivel. En este diagrama, las estrategias se clasificarán dependiendo de la frecuencia de conmutación promedio a la que operan, en donde en las aplicaciones industriales una alta frecuencia se considera arriba de 1 [kHz].

En el desarrollo de este trabajo se consideraron cuatro algoritmos de modulación para caracterizar la topología CHB, los cuales son: modulación PWM con señal multiportadora por desplazamiento de fase (PS-PWM), modulación PS-PWM con inyección de tercer armónico a la señal de referencia (thPS-PWM), modulación por vector espacial (SVM-PWM) y una técnica de modulación híbrida (H-PWM). Sin embargo, para comprender estas estrategias es oportuno estudiar las técnicas de modulación de los inversores convencionales, estos son el inversor monofásico en puente completo y el inversor trifásico completo. En este sentido, en la figura 8 se muestran las topologías y estrategias a revisar en este capítulo.

Cada estrategia de modulación será estudiada de acuerdo a los siguientes criterios:

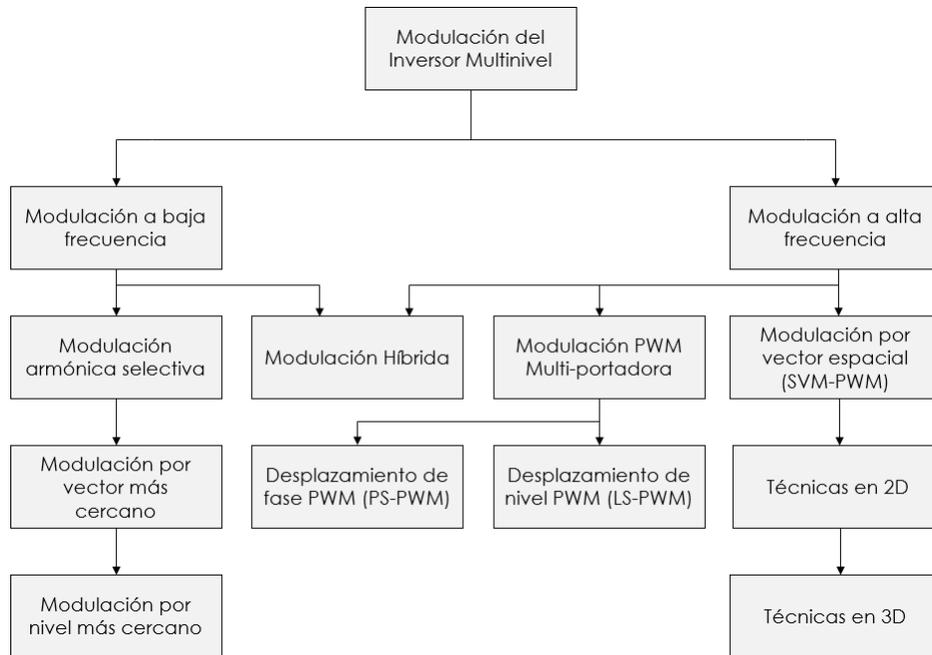


Figura 7. Principales estrategias de modulación para inversores multinivel. Adaptado de José Rodríguez *et al* (2009). Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications. Proceedings of the IEEE, 97, 1786-1817.

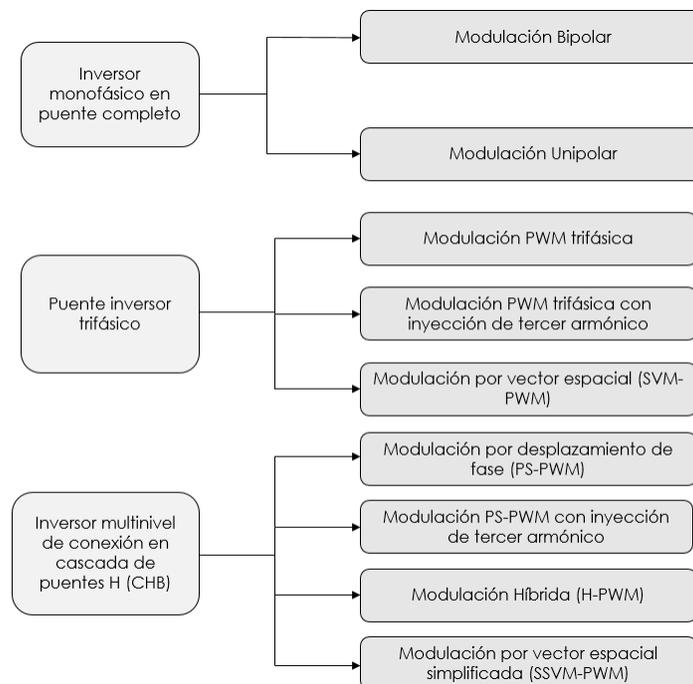


Figura 8. Esquema de topologías y estrategias de modulación a ser descritas en este trabajo. Adaptado de José Rodríguez *et al* (2009). Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications. Proceedings of the IEEE, 97, 1786-1817.

- Metodología de modulación.
- Límite máximo de las señales de referencia para la operación en régimen lineal.
- Formas de onda de tensión de salida típicas y análisis de su espectro en frecuencia

Primeramente, y con el propósito de entender de forma más concisa y clara las estrategias PWM bajo los parámetros antes citados, se plantea una sección inicial donde se describan los parámetros más importantes a tener en cuenta para todas las estrategias de modulación PWM. Posteriormente, se mostrará un análisis de la representación en series de Fourier de la tensión de salida de un inversor de potencia modulado bajo parámetro PWM, esto representado en su espectro en frecuencia.

### **3.1. Estrategias de Modulación por Ancho de Pulso (PWM)**

En esta sección se describirá, en primer lugar, las generalidades y detalles importantes de las estrategias PWM, por último, se describirá la representación de formas de onda PWM periódicas en series de Fourier.

**3.1.1 Generalidades de las estrategias PWM** La estrategia de modulación sinusoidal por ancho de pulso (PWM) representa, sin duda alguna, una de las técnicas más utilizadas para el control de las tensiones de salida en AC de inversores de electrónica de potencia. El propósito de esta estrategia consiste en variar el ciclo de trabajo de los dispositivos de conmutación del inversor para obtener una tensión o corriente de baja frecuencia a la salida. Sin embargo, y tal como se había señalado para todas las estrategias de modulación anteriormente, para el desarrollo de las estrategias de modulación PWM también se fija como objetivo principal, la reducción de la distorsión armónica y el incremento de las variables de control (tensiones o corrientes en AC) para una frecuencia dada y para diferentes tipos de topologías de inversores

de potencia.

En este sentido, es apropiado mencionar el desarrollo de convertidores de electrónica de potencia tales como convertidores resonantes de conmutación suave (*soft-switched resonant converters*), donde se utilizan estrategias de modulación realimentadas con lazo cerrado (*closed-loop feedback modulation*) para su control, en este caso, el desempeño de la modulación depende del comportamiento del controlador en lazo cerrado, más que en principios intrínsecos de la modulación PWM (D. G. Holmes y Lipo, 2003d).

A pesar de la gran riqueza de material existente acerca de las estrategias PWM, solo se han propuesto tres alternativas diferentes para determinar los estados de encendido para sistemas con frecuencia fija de modulación. Estas alternativas son (D. G. Holmes y Lipo, 2003d), (Bowes, 1975):

- Conmutación en la intersección de una forma de onda de referencia y una señal portadora a alta frecuencia (PWM muestreada naturalmente).
- Conmutación en la intersección de una forma de onda de referencia muestreada periódicamente y una portadora a alta frecuencia (PWM regularmente muestreada).
- Conmutación de los interruptores de tal forma que el área integrada de la forma de onda de referencia sobre el intervalo de la portadora sea el mismo que el área integrada de la salida del conversor de potencia (PWM directo).

En cuanto a la implementación de las estrategias PWM muestreadas naturalmente y regularmente, generalmente la señal de referencia, llamada en ocasiones señal de control o moduladora, es una señal sinusoidal, mientras que a la señal portadora se le representa como una onda, generalmente triangular o diente de sierra, que controla la frecuencia de conmutación de los dispositivos semiconductores (Hart, 2011), (Bowes, 1975), estas dos señales son captadas por el algoritmo de modulación para calcular el ancho de los pulsos

de conmutación. A la estrategia anteriormente descrita se le conoce como PWM por señal portadora.

Con el fin de describir de forma más precisa la modulación PWM por señal portadora, se han desarrollado las siguientes definiciones (Hart, 2011):

- **Índice de modulación en frecuencia ( $m_f$ ):** La serie de Fourier de la tensión de salida PWM y la señal de control de referencia sinusoidal tienen la misma frecuencia fundamental. Las frecuencias armónicas existen en y alrededor de los múltiplos de la frecuencia de la señal portadora, en donde es posible encontrar amplitudes armónicas mayores que la componente fundamental. Sin embargo, como estos armónicos se encuentran a frecuencias altas, para eliminarlos se utiliza regularmente filtros pasa bajos, esta descripción se ampliará en la subsección siguiente. Con el propósito de parametrizar este hecho, se define el índice de modulación en frecuencia ( $m_f$ ) como la relación entre las frecuencias de las señales portadora y de referencia:

$$m_f = \frac{f_{portadora}}{f_{referencia}} = \frac{f_{por}}{f_{ref}} \quad (3.1)$$

Al aumentar la frecuencia de la portadora (aumento de  $m_f$ ) se incrementa las frecuencias a la que se producen los armónicos en la tensión de salida. No obstante, una desventaja de las elevadas frecuencias de conmutación empleadas por la estrategia implica una presumible mayor pérdida por conmutación en los dispositivos semiconductores utilizados para implementar el inversor.

- **Índice de modulación en amplitud ( $m_a$ ):** se define como la relación entre las amplitudes de las señales de referencia y portadora:

$$m_a = \frac{A_{referencia}}{A_{portadora}} = \frac{A_{ref}}{A_{por}} \quad (3.2)$$

El parámetro de modulación en amplitud describe los rangos de operación del inversor, de tal forma que su salida puede ser *lineal* o *no lineal*, en donde, la zona de no linealidad implica estar en la llamada zona de *sobremodulación*. Por ejemplo, para topologías de inversores monofásicos en puente completo (puente H) controlados por técnicas PWM basadas en señal portadora triangular y referencia sinusoidal, es aceptado que la amplitud de la tensión en la frecuencia fundamental de salida varíe linealmente con este factor de acuerdo a la ecuación 3.3:

$$V_{1,o} = m_a V_{dc} \quad (3.3)$$

Donde  $V_{1,o}$  corresponde a la tensión de salida del puente H y  $V_{dc}$  a la tensión en el bus de continua. La ecuación 3.3 se cumple siempre y cuando  $m_a \leq 1$ , siendo  $m_{a,max} = 1$  el límite de operación del inversor sin sobremodulación. De esta manera, la amplitud de la componente a la frecuencia fundamental de la salida PWM está controlada por  $m_a$ . Por lo tanto, este factor puede ser modificado con el fin de compensar las variaciones en la tensión continua de la fuente, produciendo una salida de amplitud constante para una aplicación determinada (Hart, 2011).

Por otra parte, tanto la ecuación 3.3, como el índice de modulación en amplitud máximo  $m_{a,max}$ , cambian dependiendo de la topología utilizada y la estrategia de modulación implementada, respectivamente. Lo anterior se considerará en el análisis de las topologías y estrategias de modulación analizadas para el inversor CHB.

- **Interrupidores:** Los interruptores o dispositivos semiconductores de conmutación deben ser capaces de transportar corriente eléctrica en cualquiera de las direcciones ante la conexión de cargas inductivas y capacitivas. Por lo que es necesaria la utilización de diodos de realimentación. Por otro lado, los

interruptores reales no se abren o cierran instantáneamente, por lo que es necesario considerar estos tiempos en su operación física.

A continuación, se describen los aspectos mas relevantes acerca del espectro en frecuencia obtenidos para las formas de onda en tensión PWM.

**3.1.2 Expresión en series de Fourier de la tensión de salida PWM** Partiendo de una señal periódica que cumple la expresión:

$$v(t) = v(t + T_0) \quad (3.4)$$

Donde el periodo fundamental  $T_0$  consiste en el valor mínimo positivo diferente de cero en donde la ecuación 3.4 se satisface.

A partir de 3.4, la forma de onda de la tensión de salida  $v(t)$  se puede expresar como una sumatoria de componentes armónicas, también denominada series de Fourier de:

$$v(t) = a_0 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\omega_0 t + \theta_k) \quad (3.5)$$

Donde  $\omega_0 = 2\pi/T_0$ . Con el fin de obtener los distintos elementos representativos de la ecuación 3.5 ( $a_0$ ,  $A_k$  y  $\theta_k$ ) para las formas de onda de las tensiones de salida obtenidas bajo modulación PWM, se han propuesto diversos enfoques en la literatura. En (D. G. Holmes y Lipo, 2003d) se argumenta la existencia de dos variables importantes en el análisis de este tipo de formas de onda. En este sentido, se asumen la existencia de:  $x(t) = \omega_c t + \theta_c$  y  $y(t) = \omega_0 t + \theta_0$ , donde:

$$\omega_c = \frac{2\pi}{T_c} \quad (3.6)$$

Donde  $T_c$  representa el periodo de la señal portadora triangular o el periodo de muestreo de la señal de referencia para la modulación por vector espacial, mientras que  $\theta_c$  el ángulo de desfase de la señal portadora.

Para  $y(t)$  se tiene que:

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0} \quad (3.7)$$

Donde  $T_0$  representa el periodo fundamental de la forma de onda y  $\theta_0$  el ángulo de desfase para la señal fundamental. En este documento se asumen iguales las expresiones  $\omega_0 = \omega_{ref}$ , así como  $f_0 = f_{ref}$ .

A partir de la expresión 3.5 y bajo la inclusión de las variables  $x(t)$  y  $y(t)$ , en (D. G. Holmes y Lipo, 2003d) se presenta una expresión teórica para una señal variante en el tiempo, dada en 3.8:

$$\begin{aligned} v(t) = & \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_{0n} \cos(n[\omega_0 t + \theta_0]) + B_{0n} \sin(n[\omega_0 t + \theta_0])] \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} [A_{m0} \cos(m[\omega_c t + \theta_c]) + B_{m0} \sin(m[\omega_c t + \theta_c])] \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty, n \neq 0}^{\infty} [A_{mn} \cos(m[\omega_c t + \theta_c] + n[\omega_0 t + \theta_0]) + \\ & B_{mn} \sin(m[\omega_c t + \theta_c] + n[\omega_0 t + \theta_0])] \end{aligned} \quad (3.8)$$

Donde  $m$  es el índice de los armónicos múltiplos de la frecuencia de la señal portadora ( $f_c$ ) y  $n$  es el índice de los armónicos múltiplos de la frecuencia de la señal de referencia ( $f_{ref}$ ).

Con el fin de proporcionar mayor claridad en la descripción de la expresión 3.8, se muestra el diagrama de barras de la figura 9. Este diagrama se le conoce como la respuesta en frecuencia de la modulación bipolar, estrategia asociada a un inversor monofásico en puente completo, este muestra las amplitudes de cada armónico a determinada frecuencia. Para este caso se planteó una frecuencia en la señal de referencia

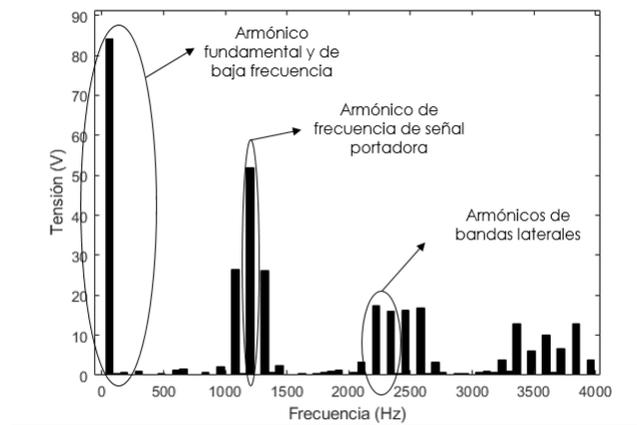


Figura 9. Explicación de representación armónica de forma de onda de salida para la modulación bipolar.

de  $f_0 = f_{ref} = 60$  [Hz] y en la señal portadora de  $f_c = 1200$  [Hz].

Partiendo de lo expresado en 3.8 y lo mostrado en la figura 9, se pueden apreciar distintos grupos armónicos alrededor de una frecuencia fija. Estos grupos tienen las siguientes características. En primer lugar, se observa el primer grupo denominado *armónico fundamental y de baja frecuencia*, allí se muestra la magnitud del armónico fundamental y los armónicos múltiplos de esta frecuencia alrededor de este; esto se puede observar también en la expresión 3.8, donde las magnitudes  $A_{0n}$  y  $B_{0n}$  corresponden a los armónicos anteriormente descritos. Los grupos armónicos restantes tienen un armónico central denominado *armónico de frecuencia de señal portadora*, este se centra en múltiplos de la frecuencia de la señal portadora, indicado por las magnitudes  $A_{0m}$  y  $B_{0m}$ , y unos armónicos múltiplos de la frecuencia de referencia alrededor de este, denominados *armónicos de bandas laterales*, representados en las magnitudes  $A_{mn}$  y  $B_{mn}$ .

El ejemplo anterior corresponde a una serie de Fourier típica de tensión de salida de un inversor modulado bajo una estrategia PWM, por lo que este espectro es el punto inicial de las estrategias consideradas en esta tesis, el cual puede variar según la frecuencia a la cuál aparece el primer grupo armónico múltiplo de

la frecuencia de la señal portadora y el número y magnitud de armónicos de bandas laterales. Estas últimas características serán evaluadas para cada estrategia de modulación.

Tanto las magnitudes mencionadas en la expresión 3.8 ( $A_{0n}$ ,  $B_{0n}$ ,  $A_{0m}$ ,  $B_{0m}$ ,  $A_{mn}$  y  $B_{mn}$ ), como los índices  $m$  y  $n$  deben ser obtenidos para obtener la serie de Fourier de la forma de onda de la tensión de salida. En (D. G. Holmes y Lipo, 2003d) se utilizan las funciones  $x(t)$  y  $y(t)$  para formar una *celda unitaria*  $f(t) = f[x(t), y(t)]$  de tres dimensiones. Identificando los contornos adecuados de la evaluación de  $f(t)$ , las cantidades mencionadas se encuentran analíticamente a través de la evaluación de integrales dobles sobre un periodo de la señal de referencia, lo cual conduce a la obtención analítica de  $v(t)$  en función de series de Bessel.

Por otra parte, la tensión  $v(t)$  se puede obtener a través de la Transformada Discreta de Fourier (DFT). La ecuación representativa de este método se muestra en la ecuación 3.9:

$$Y(k) = \sum_{j=1}^N X(j) W_n^{(j-1)(k-1)} \quad (3.9)$$

En donde  $N$  corresponde al período en muestras de la señal discreta  $X$ ,  $k$  a la muestra actual procesada del espectro discreto obtenido en  $Y$ . Finalmente, se tiene que  $W_n = e^{(-2\pi j)/N}$ .

En este proyecto de investigación se obtuvieron las series Fourier o espectros en frecuencia de las formas de onda de tensión de salida a través del método de la transformada rápida de Fourier (FFT) para cada estrategia de modulación analizada. Lo anterior se realizó con la ayuda del entorno MATLAB y MATLAB / Simulink. Específicamente, se realizó el montaje de los dispositivos de control y potencia para cada topología de inversor y estrategia de modulación con el entorno MATLAB/Simulink y la toolbox *Simscape*

*Power Systems*, posteriormente se compiló el ambiente desarrollado para obtener la forma de onda de salida en vectores de magnitud y tiempo. Esta señal era luego procesada por la toolbox *power fftscope* de MATLAB, la cual implementa la FFT a través de los siguiente parámetros de entrada:

- Vectores de tiempo y magnitud de la señal discreta  $X$  a ser evaluada por la herramienta.
- Número de ciclos a analizar de la señal discreta  $X$ .
- Frecuencia fundamental de la señal discreta  $X$  a analizar.
- Máxima frecuencia a evaluar por la herramienta.

Los datos de salida de la herramienta corresponden a las magnitudes y fases de cada armónico de la señal  $X$  y la distorsión armónica total (THD), esta última característica se explicará en el capítulo 4. Para todas las gráficas de espectro en frecuencia mostradas, las magnitudes se obtuvieron en p.u. a partir del valor de base del bus de continua,  $V_b = V_{dc}$  para los inversores de tres niveles, y para cinco niveles este valor base se tomó como  $V_b = 2V_{dc}$ .

Finalmente, es importante mencionar los siguientes aspectos para efectuar una correcta FFT minimizando los posibles errores en su implementación:

- Es necesario que la frecuencia de la señal portadora  $f_c$  y la frecuencia de la señal de referencia  $f_{ref}$  mantengan una relación entera (D. G. Holmes y Lipo, 2003d).
- La frecuencia de muestreo  $F_m$ , que es igual al paso de la simulación, y la frecuencia de la señal de referencia  $f_{ref}$ , determinan el número de muestras a tomar por ciclo para efectuar la FFT, expresándose como la relación inversa de  $f_{ref}/F_m$ . Por ejemplo, para una  $f_{ref} = 60$  [Hz] y frecuencia de muestreo  $F_m = 60000$ , se tiene una relación de  $1/1000$ , esto indica que a la FFT se debe ingresar 1 ciclo, o lo que es igual 1000 muestras de la forma de onda discreta.

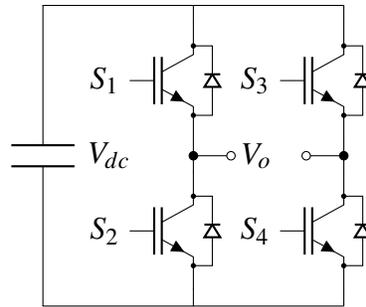


Figura 10. Topología del inversor monofásico completo.

Es preciso señalar que para los datos obtenidos experimentalmente también se utilizó la herramienta *power fftscope*, este proceso es similar al mencionado con algunos detalles adicionales los cuáles se describen en la sección 5.4 del capítulo 5.

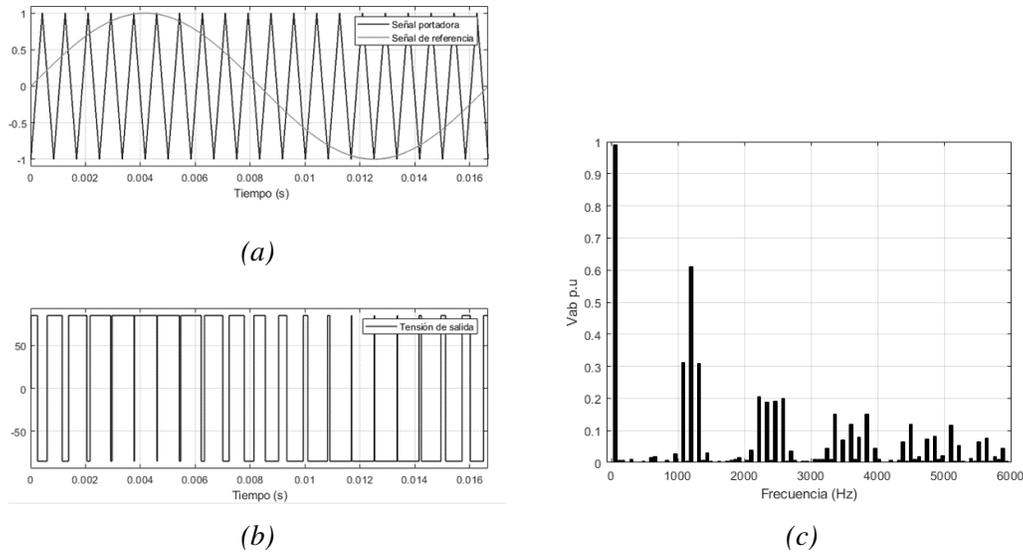
Partiendo de la organización mostrada en la figura 8, se empezarán estudiando las estrategias de modulación para los inversores convencionales (inversor monofásico en puente completo y puente inversor trifásico) para luego pasar al inversor multinivel de conexión en cascada de puentes H (CHB).

## 3.2. Modulación sinusoidal PWM-inversores convencionales

En esta sección se detalla la modulación PWM para el inversor monofásico en puente completo y el inversor completo trifásico.

### 3.2.1 Modulación PWM del Inversor Monofásico en puente Completo (puente H)

En la figura 10 se muestra la topología de inversor monofásico en puente completo (puente H). A continuación, se explican las dos estrategias de modulación típicas de esta topología: modulación bipolar y unipolar.



*Figura 11.* Formas de onda y espectro en frecuencia de la modulación bipolar: (a) señal de referencia sinusoidal y portadora triangular, (b) forma de onda de la tensión de salida  $V_o$  y (c) espectro en frecuencia de  $V_o$ . Estas figuras fueron tomadas para un índice de modulación en amplitud  $m_a = 1$ , índice de modulación en frecuencia  $m_f = 20$ , tensión en el bus de continua de  $V_{dc} = 85[V]$  y frecuencia de la señal de referencia de  $f_{ref} = 60[Hz]$ .

**3.2.1.1 Modulación Bipolar** En la figura 11 se muestra el principio de la modulación bipolar PWM, el cual proporciona valores de salida entre  $+V_{dc}$  y  $-V_{dc}$ . En la figura 11a se observa la señal sinusoidal de referencia ( $v_{ref}$ ) y una señal portadora triangular ( $v_{por}$ ), de tal forma que cuando el valor instantáneo de la señal de referencia es mayor a la señal portadora triangular, a la salida se tendrá  $V_{dc}$ , y cuando la señal de referencia sea menor que la portadora, la tensión de salida será  $-V_{dc}$ , esto expresado en 3.10:

$$v_o = V_{dc} \text{ para } v_{ref} \geq v_{por} \quad (3.10)$$

$$v_o = -V_{dc} \text{ para } v_{ref} < v_{por}$$

Partiendo de lo mostrado en la figura 11, el esquema de conmutación de los interruptores que permite implementar la conmutación bipolar se muestra en 3.11:

$$S_1 \text{ y } S_4 \text{ conducen cuando } v_{ref} \geq v_{por}(V_o = V_{dc}) \quad (3.11)$$

$$S_2 \text{ y } S_3 \text{ conducen cuando } v_{ref} < v_{por}(V_o = -V_{dc})$$

El límite máximo para la señal de referencia (operación en zona lineal) para esta estrategia es  $A_{ref} = 1$ , por lo que el máximo índice de modulación en amplitud es de  $m_a = 1$ , partiendo de lo mostrado en la ecuación 3.3, esto indica que la máxima amplitud de la tensión de primer armónico obtenida para  $V_o$  es igual a  $V_{dc}$ .

En cuanto al espectro en frecuencia mostrado en 11c, se observan grupos armónicos centrados en múltiplos pares e impares de la frecuencia de la señal portadora  $f_c$ . Por otra parte, los armónicos de banda lateral se organizan en múltiplos pares, para grupos armónicos centrados en múltiplos impares de  $f_c$ , e impares, para grupos armónicos centrados en múltiplos pares de  $f_c$ , de la frecuencia de referencia  $f_{ref}$ . La amplitud máxima del primer armónico es 1 p.u., lo cual concuerda con lo descrito en el párrafo anterior. Adicionalmente, no se producen armónicos significativos de baja frecuencia.

**3.2.1.2 Modulación Unipolar** El propósito de la estrategia de modulación unipolar PWM consiste en obtener la tensión de salida a partir de la conmutación en alto ( $V_{dc}$ ), cero y bajo ( $-V_{dc}$ ), en lugar de solo niveles altos y bajos como lo proponía la modulación bipolar. Con este propósito, se introduce un desfase de  $180^\circ$  entre las señales de referencia, con el fin de que una señal controle la conmutación de la rama correspondiente a los interruptores ( $S_1$  y  $S_2$ ) y la otra señal desfasada controle la conmutación de los dispositivos semiconductores de la rama restante ( $S_3$  y  $S_4$ ). De acuerdo a lo anterior, el esquema de conmutación para los interruptores de la conmutación unipolar se expresa en 3.12:

$$\begin{aligned}
S_1 \text{ conduce cuando } v_{ref1} &\geq v_{por} \\
S_2 \text{ conduce cuando } v_{ref1} &< v_{por} \\
S_3 \text{ conduce cuando } v_{ref2} &\geq v_{por} \\
S_4 \text{ conduce cuando } v_{ref2} &< v_{por}
\end{aligned} \tag{3.12}$$

De acuerdo a la ecuación 3.12, los dispositivos de conmutación ( $S_1, S_2$ ) y ( $S_3, S_4$ ) son complementarios, es decir, cuando un dispositivo esta encendido el otro está abierto. En este sentido, la tensión de salida oscila entre  $V_{dc}$ , cero y  $-V_{dc}$  de acuerdo a la lógica mostrada en la tabla 3.

*Tabla 3*

*Tensiones de salida  $V_o$  obtenidas a través de la modulación unipolar partiendo del estado de los dispositivos de conmutación  $S_1, S_2, S_3$  y  $S_4$ .*

$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$V_o$
1	0	1	0	0
0	1	0	1	0
1	0	0	1	$+V_{dc}$
0	1	1	0	$-V_{dc}$

De acuerdo a la tabla 3, se muestra su aplicación en la figura 12, en donde se pueden observar las dos señales de referencia desfasadas  $180^\circ$  ( $v_{ref1}$  y  $v_{ref2}$ ) comparadas con una señal portadora ( $v_{por}$ ) triangular (figura 12a), implementadas para obtener la tensión de salida  $V_o$  (figura 12b).

El límite máximo para la señal de referencia (operación lineal) para esta estrategia es  $A_{ref} = 1$ , por lo que el máximo índice de modulación en amplitud es de  $m_a = 1$ , partiendo de lo mostrado en la ecuación 3.3.

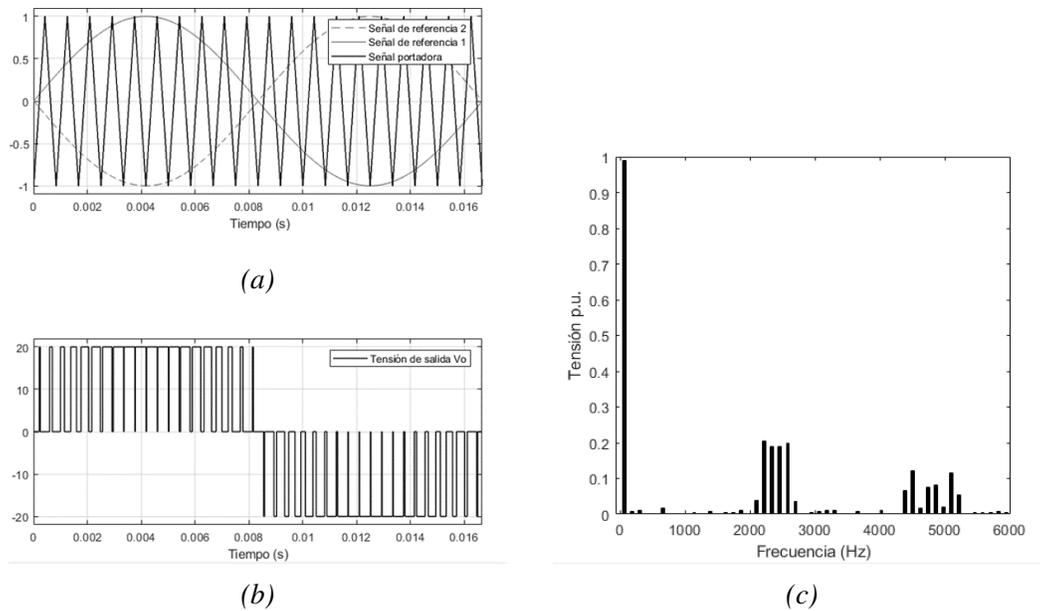


Figura 12. Formas de onda y espectro en frecuencia de la modulación unipolar: (a) señales de referencia sinusoidales y señal portadora triangular, (b) forma de onda de la tensión de salida  $V_o$  y (c) espectro en frecuencia de  $V_o$ . Estas figuras fueron tomadas para un índice de modulación en amplitud  $m_a = 1$ , índice de modulación en frecuencia  $m_f = 20$ , tensión en el bus de continua de  $V_{dc} = 20[V]$  y frecuencia de la señal de referencia de  $f_{ref} = 60[Hz]$ .

En cuanto al espectro en frecuencia mostrado en la figura 12c, se observan grupos armónicos centrados en múltiplos pares de la frecuencia de la señal portadora  $f_c$ , observándose el primer grupo armónico a partir de  $2f_c$ . Los armónicos de banda lateral se organizan en múltiplos impares de la frecuencia de referencia  $f_{ref}$ . Del mismo modo que la modulación bipolar, la tensión es 1 p.u. para el primer armónico, sin generación de armónicos de baja frecuencia.

La modulación unipolar ha sido frecuentemente utilizada en asocio con estrategias más complejas. Para este trabajo, la modulación unipolar se usa en las técnicas de modulación por desplazamiento de fase PWM (PS-PWM) y modulación híbrida (H-PWM) para inversores multinivel, tal como se observará en las secciones 3.3.2 y 3.3.3, respectivamente.

**3.2.2 Modulación del Inversor trifásico de puente completo** En la figura 13 se muestra la topología del inversor trifásico de puente completo, su propósito consiste en generar tensiones trifásicas de salida en corriente alterna a partir de una entrada en corriente continua.

Es posible observar en la figura 13, que pueden definirse tres tipos diferentes de formas de onda de tensión resultantes:  $V_{aO}$ , la cual representa la tensión entre la fase a y el terminal negativo del bus de continua del inversor;  $V_{aN}$ , la tensión de fase en los terminales de la carga y el punto neutro  $N$ ; y  $V_{ab}$ , en donde se determina la tensión línea-línea conectada en los terminales de la carga. En esta tesis de investigación se fija la atención en el análisis de la tensión línea-línea de los terminales de la carga, citados como  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  y  $V_{ca}$ , para el análisis de este inversor. A partir de allí, se toma como referencia la tensión  $V_{ab}$ , con igual magnitud a las otras dos formas de onda pero desfasadas  $120^\circ$  siguiendo la secuencia positiva.

**3.2.2.1 Modulación PWM trifásica SPWM** La modulación PWM en el inversor trifásico es similar a la del inversor monofásico. Básicamente, cada interruptor se controla comparando una onda sinusoidal de referencia con una onda portadora triangular. La frecuencia fundamental de salida es igual que la de la señal de referencia  $f_{ref}$ , y la amplitud de la salida viene determinada por las amplitudes relativas de las ondas de referencia y portadora (Hart, 2011).

Los dispositivos de conmutación se controlan por parejas para cada fase, siendo para la fase a,  $S_1$  y  $S_2$ , para la fase b,  $S_3$  y  $S_4$ , y para la fase c,  $S_5$  y  $S_6$ , tal como se muestra en la topología del inversor trifásico de puente completo mostrado en la figura 13. Cuando uno de los dispositivos de conmutación de la pareja está cerrado, el otro esta abierto. Cada pareja de dispositivos de conmutación requiere una onda sinusoidal de referencia separada, estando las tres señales de referencia desfasadas  $120^\circ$  para producir una salida trifásica

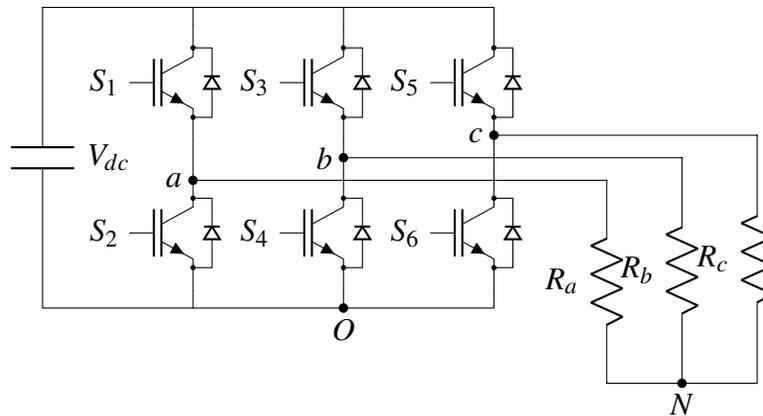


Figura 13. Topología de puente inversor trifásico de dos niveles conectado a una carga resistiva.

equilibrada a través de la comparación con una onda triangular portadora común para las tres fases. El ordenamiento de la conmutación de los dispositivos se muestra en la ecuación 3.13:

$$\begin{aligned}
 S_1 \text{ conduce cuando } v_{a,ref} &\geq v_{por} \\
 S_2 \text{ conduce cuando } v_{a,ref} &< v_{por} \\
 S_3 \text{ conduce cuando } v_{b,ref} &\geq v_{por} \\
 S_4 \text{ conduce cuando } v_{b,ref} &< v_{por} \\
 S_5 \text{ conduce cuando } v_{c,ref} &\geq v_{por} \\
 S_6 \text{ conduce cuando } v_{c,ref} &< v_{por}
 \end{aligned}
 \tag{3.13}$$

Partiendo de la topología mostrada en 13, se muestran las señales de control en la figura 14, todas estas referidas a la fase a. En la figura 14a se observan las tres señales de referencia y la señal portadora a ser comparadas por medio de la ecuación 3.13. Posteriormente, se observa la tensión de salida  $V_{ab}$  (14b) la cuál consiste en la conmutación del nivel  $V_{dc}$ , cero y  $-V_{dc}$ , siendo esta similar a la ya obtenida para el inversor monofásico en puente completo con modulación unipolar mostrada en la figura 12.

La relación del índice de modulación en amplitud para el inversor trifásico con la amplitud de la tensión de primer armónico de fase  $V_{1,aO}$  y tensión en el bus de continua  $V_{dc}$  se observa en la siguiente ecuación:

$$V_{1,aO} = m_a(V_{dc}/2) \quad (3.14)$$

Donde  $m_a$  toma valores entre  $0 \leq m_a \leq 1$ , para la operación del inversor en la zona lineal.

Puesto que es de interés evaluar la amplitud de la tensión línea-línea  $V_{ab}$ , esta se relaciona con la amplitud de la tensión de fase  $V_{aO}$  a partir de la siguiente expresión, válida para tensiones de referencia trifásicas balanceadas en secuencia positiva:

$$V_{1,ab} = \sqrt{3}V_{1,aO} \quad (3.15)$$

Reemplazando 3.14 en 3.15, se obtiene:

$$V_{1,ab} = \frac{\sqrt{3}}{2}m_aV_{dc} \quad (3.16)$$

Por lo que para la condición de índice de modulación en amplitud máximo,  $m_a = 1$ , y una tensión en el bus de continua de  $V_{dc} = 100[V]$ , la máxima tensión de línea a obtener en la salida corresponde a  $V_{1,l-l} = 0.866$  p.u., lo anterior para el ejemplo mostrado en la figura 14, para la amplitud del armónico fundamental mostrado en la respuesta en frecuencia con tensión base igual a  $V_b = V_{dc} = 100[V]$ .

En cuánto a la respuesta en frecuencia mostrada en la figura 14c, se observan grupos armónicos localizados en frecuencias múltiplos de la frecuencia de la señal portadora  $f_c$ , similar a lo obtenido para la modulación bipolar, mostrado en la figura 11. Estos grupos armónicos comparten las siguientes característi-

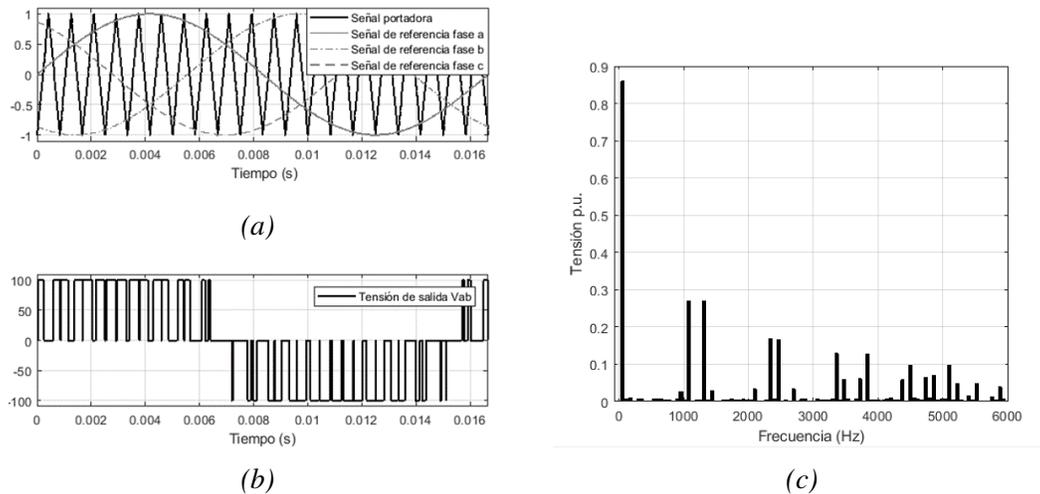


Figura 14. Formas de onda y espectro en frecuencia de la modulación sinusoidal PWM trifásica: (a) señales de referencia desfasadas cada  $120^\circ$ , (b) forma de onda de la tensión de línea  $V_{ab}$  y (c) espectro en frecuencia para la tensión de línea  $V_{ab}$ . Estas formas de onda fueron captadas bajo las condiciones de  $m_a = 1$ ,  $m_f = 20$  y  $f_{ref} = 60[Hz]$ .

cas (D. G. Holmes y Lipo, 2003e):

- No se genera el armónico central localizado en múltiplos de la frecuencia de la señal portadora  $f_c$ .
- No se generan armónicos de banda lateral múltiplos triples de la frecuencia de referencia  $f_{ref}$ .

Por ejemplo, para la figura 14, en el primer grupo se observan armónicos en  $\omega_c t \pm 2\omega_{ref} t$  y  $\omega_c t \pm 4\omega_{ref} t$ , mientras que para el segundo grupo se localizan armónicos en  $2\omega_c t \pm \omega_{ref} t$  y  $2\omega_c t \pm 5\omega_{ref} t$ , lo cual concuerda con la descripción anterior, y lo ya expuesto para la modulación unipolar.

La amplitud de primer armónico obtenida corresponde a 0,8667 p.u., lo anterior acorde con el índice de modulación en amplitud al cual se ejecutó la prueba ( $m_a = 1$ ).

**3.2.2.2 Modulación PWM trifásica SPWM con inyección de secuencia cero** Las formas de onda de referencia para la modulación PWM por señal portadora se muestran en la ecuación 3.17:

$$\begin{aligned}
 v_a^* &= v_m \text{sen}(w_0 t) \\
 v_b^* &= v_m \text{sen}\left(w_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 v_c^* &= v_m \text{sen}\left(w_0 t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{3.17}$$

Donde  $w_0 = 2\pi f_{ref}$ . Tal como se había señalado anteriormente, las tensiones de salida del inversor trifásico se aproximarán a las tres formas de onda anteriores por fase. La tensión del punto neutro ( $v_n$ ) con respecto a la tierra mostrado en la figura 13 puede ser representado por:

$$v_n = \frac{v_a^* + v_b^* + v_c^*}{3} \tag{3.18}$$

A partir de 3.18 se puede determinar que para una referencia balanceada en 3.17, la tensión del neutro es igual a cero. Sin embargo, en aplicaciones de sistemas de accionamientos, la mayoría de motores trifásicos tienen el neutro aislado. Por lo tanto, es posible adicionar un valor diferente de cero a la tensión en el punto neutro, modificando las tres señales de referencia mediante la adición de la tensión deseada en el neutro del mismo valor a las tres fases:

$$\begin{aligned}
 v_a^{**} &= v_a^* + v_n \\
 v_b^{**} &= v_b^* + v_n \\
 v_c^{**} &= v_c^* + v_n
 \end{aligned}
 \tag{3.19}$$

Es posible aplicar la modulación PWM trifásica junto con la ecuación 3.19 para determinar las señales

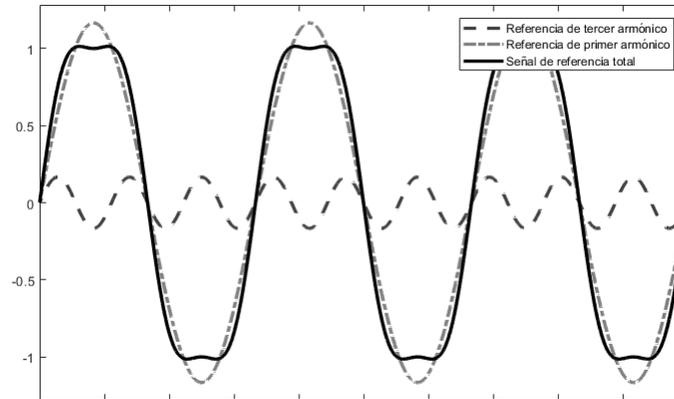


Figura 15. Formas de onda de referencia de la modulación PWM con inyección de tercer armónico.

de conmutación para las parejas de interruptores. Con este propósito, se han propuesto diversos enfoques para la señal de secuencia cero, dentro de las cuáles se puede destacar la técnica de inyección de tercer armónico PWM (Wang, Chai, Yoo, Gan, y Ng, 2015).

Esta técnica adiciona un componente de tercer armónico a la señal de referencia deseada. Generalmente, se adiciona un sexto de la amplitud de la referencia, lo cual quedaría de la siguiente forma:

$$v_n = \frac{1}{6}v_m \text{sen}(3\omega_e t) \quad (3.20)$$

En la figura 15 se muestran las formas de onda para la modulación por inyección armónica de 1/6 de la amplitud de la señal de referencia sinusoidal. En esta figura se puede identificar la reducción en el pico de la señal de referencia debido a la suma de las señales de referencia de primer y tercer armónico, específicamente,  $A_1 = 1.1547$  y  $A_3 = (1/6)A_1$ .

Partiendo de lo anterior, se puede concluir que con la inyección del tercer armónico, el valor pico de la señal sinusoidal deseada es reducida por la acción anterior, por lo que es posible mostrar que la máxima amplitud para las tensiones trifásicas para inyección de 1/6 del tercer armónico es:

$$A_{ref,max} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (3.21)$$

Es posible encontrar el índice de modulación en amplitud máxima, el cual ya se documentó con la ecuación 3.2, en donde la amplitud de la señal portadora corresponde a  $A_{por} = V_{dc}/2$ :

$$m_{a,max} = \frac{V_{dc}/\sqrt{3}}{V_{dc}/2} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1,1547 \quad (3.22)$$

Es claro que para la modulación con inyección de tercer armónico el rango lineal es mayor comparado con lo indicado en la ecuación 3.3, por lo que este parámetro podrá tomar valores entre  $0 \leq m_a \leq 1.1547$ ; aclarando que lo anterior se aplica para la ecuación 3.14.

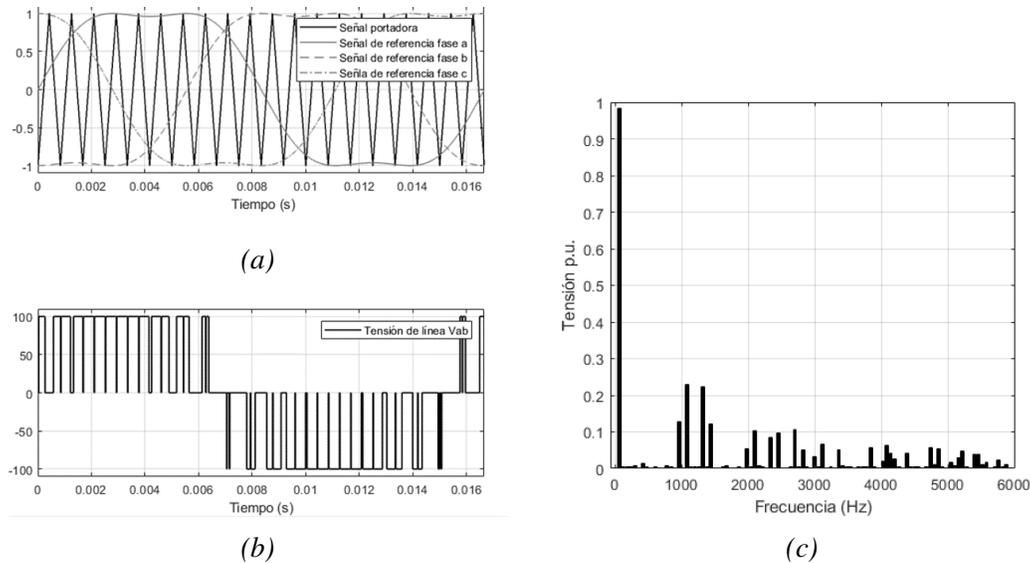
Partiendo de un índice de modulación máximo  $m_a = 2/\sqrt{3}$ , sustituyendo este valor en la expresión 3.16, se obtiene que:

$$V_{1,abmax} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc} = V_{dc} \quad (3.23)$$

A partir de lo anterior, se puede obtener una tensión máxima de primer armónico en  $V_{ab}$  de magnitud  $V_{dc}$  para la estrategia PWM trifásica con inyección de secuencia cero.

En la figura 16a se observan las tres señales de referencia con inyección de tercer armónico junto con la señal portadora triangular. Posteriormente, se observa la forma de onda de la tensión de línea  $V_{ab}$  proporcionada por esta estrategia en 16b.

Además, en la figura 16c se observa el espectro en frecuencia de la tensión de línea  $V_{ab}$ . Esta misma sigue los mismos parámetros indicados para el espectro de la modulación trifásica SPWM en la sección



*Figura 16.* Formas de onda de la modulación PWM con inyección de tercer armónico: (a) señales de referencia de la estrategia SPWM con inyección de tercer armónico, (b) tensión de salida de línea  $V_{ab}$  para un inversor de puente completo trifásico, y (c) espectro en frecuencia de la forma de onda de la tensión de línea  $V_{ab}$ . Esta forma de onda fue captada bajo las condiciones de  $m_a = 1.1547$ ,  $m_f = 20$ ,  $f_{ref} = 60$  y  $V_{dc} = 100[V]$ .

3.2.2.1 en cuanto a la eliminación de los armónicos centrados en la frecuencia de la señal portadora  $f_c$  y eliminación de armónicos triples de banda lateral en los grupos armónicos, sin embargo, se observa una reducción en la amplitud de los armónicos de banda lateral, así como la aparición de un mayor número de estos a partir del segundo grupo armónico. Además, se observa un incremento en la tensión de primer armónico, en donde este valor se aproxima a 1 p.u., concordando con lo mostrado en la ecuación 3.23.

**3.2.2.3 Modulación por vector espacial PWM** La modulación por vector espacial PWM (SVM-PWM), tal como su nombre lo indica, utiliza el concepto del vector espacial y sus características geométricas para obtener la duración de los pulsos de conmutación para cada interruptor (Wang y cols., 2015), (D. G. Holmes y Lipo, 2003c). Específicamente, su objetivo consiste en generar tensiones PWM de línea  $V_{ab}$  que en promedio sean iguales a determinadas tensiones de línea de referencia. Con este propósito, por cada periodo de muestreo de la señal de referencia se selecciona de forma adecuada los estados de cada

uno de los dispositivos de conmutación y luego se calcula el tiempo de encendido para cada uno de ellos (Rashid, 2009).

De acuerdo a lo anterior, si se tienen en cuenta tres tensiones trifásicas de referencia balanceadas es posible afirmar que:

$$v_a(t) + v_b(t) + v_c(t) = 0 \quad (3.24)$$

A partir del cumplimiento de la ecuación 3.24 es posible transformar las tensiones trifásicas instantáneas  $v_a(t)$ ,  $v_b(t)$  y  $v_c(t)$  a otras tres tensiones sobre el plano  $\alpha\beta 0$  etiquetadas como  $v_\alpha$ ,  $v_\beta$  y  $v_0$ . No obstante, para transformaciones en sistemas trifásicos de tres hilos la componente de secuencia cero no existe, así como en sistemas de cuatro hilos balanceados. Por lo tanto, la transformación de las tensiones al eje  $\alpha\beta$  queda de la siguiente forma (Wang y cols., 2015):

$$\vec{V}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3}(v_a(t) + v_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_c(t)e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (3.25)$$

De acuerdo a lo expresado en 3.25, es posible calcular los estados del inversor trifásico en puente completo mostrado en la figura 13 en el plano  $\alpha\beta$ . Con este propósito, se muestra la tabla 4, en donde se puede observar los estados de conmutación de los interruptores  $S_1$ ,  $S_3$  y  $S_5$  teniendo en cuenta que los interruptores adicionales ( $S_2$ ,  $S_4$  y  $S_6$ ) de la misma rama no pueden conmutar al mismo instante. En las filas de la tabla 4 se presenta la tensión  $v_{aO}$ ,  $v_{bO}$  y  $v_{cO}$  en función del valor  $V_{dc}$  del bus de continua, posteriormente, se encuentra el respectivo valor en las coordenadas  $\alpha\beta$ .

Por otra parte, y partiendo también de lo mostrado en 3.25, es posible expresar la tensión de referencia que se quiere obtener del inversor trifásico en coordenadas  $\alpha\beta$ , obteniéndose un vector giratorio  $\vec{V}_{ref}$  con

Tabla 4

Tensiones de salida del inversor trifásico en puente completo en coordenadas  $abc$  y  $\alpha\beta$ .

Notación	Estados de conmutación del inversor							
	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_7$
	100	110	010	011	001	101	000	111
$v_{ao}$	$V_{dc}$	$V_{dc}$	0	0	0	$V_{dc}$	0	$V_{dc}$
$v_{bo}$	0	$V_{dc}$	$V_{dc}$	$V_{dc}$	0	0	0	$V_{dc}$
$v_{co}$	0	0	0	$V_{dc}$	$V_{dc}$	$V_{dc}$	0	$V_{dc}$
$v_\alpha$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	0	0
$v_\beta$	0	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	0	0

velocidad angular  $\omega_o = 2\pi f_{ref}$ , correspondiente a la frecuencia angular de las señales sinusoidales en los ejes  $abc$  (Wang y cols., 2015).

En la figura 17, se puede observar el plano  $\alpha\beta$  con los vectores de los ocho estados de conmutación del inversor trifásico presentados en la tabla 4 y un vector giratorio de referencia  $\vec{V}_{ref}$ . Los seis estados activos ( $\vec{V}_1$ - $\vec{V}_6$ ) forman un hexágono con seis triángulos equiláteros adyacentes entre sí, los cuales se encuentran enumerados consecutivamente. Mientras que los dos vectores cero se encuentran en el origen de este diagrama ( $\vec{V}_0$ - $\vec{V}_7$ ).

La modulación del vector espacial de referencia  $\vec{V}_{ref}$  se obtiene a través del promedio en el tiempo de los dos vectores activos más cercanos al vector de referencia y los dos vectores cero. La selección de estos dos vectores más cercanos, partiendo de que los vectores cero siempre está presente en la secuencia de conmutación, se realiza a través de la comparación del ángulo de fase del vector de referencia  $\vec{V}_{ref}$  en el plano  $\alpha\beta$  con cada uno de los intervalos de fase o sectores por los cuales se define cada triángulo, observados en la figura 17. Estos intervalos se puede observar en la tabla 5.

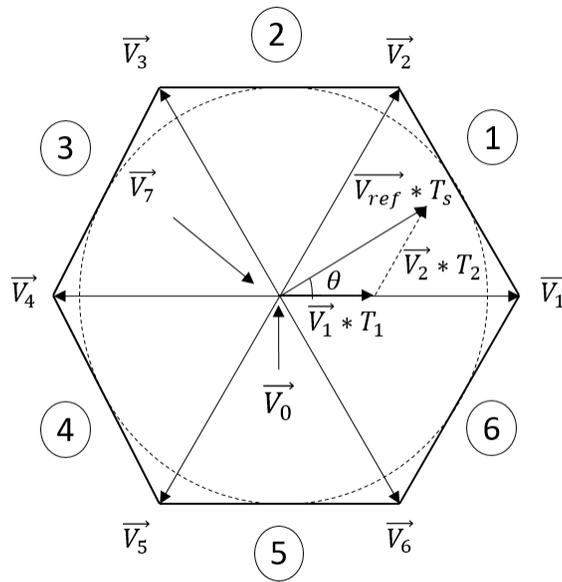


Figura 17. Vectores espaciales en el plano  $\alpha\beta$  para los estados de conmutación y la referencia.

De acuerdo al ejemplo de la figura 17, se toma el primer sector mostrado en el triángulo 1, puesto que la fase del vector de referencia  $\vec{V}_{ref}$  se determina entre  $0^\circ$  y  $60^\circ$ .

Partiendo de lo ya descrito para el ejemplo mostrado, el vector de referencia  $\vec{V}_{ref}$  puede ser modulado por medio del promedio en el tiempo de los vectores activos  $\vec{V}_1$  y  $\vec{V}_2$  dentro de un mismo periodo de muestreo  $T_s$  del vector de referencia, de tal manera que (Wang y cols., 2015) (Rashid, 2009):

$$T_s \vec{V}_{ref} = T_1 \vec{V}_1 + T_2 \vec{V}_2 + T_0 \vec{V}_0 \quad (3.26)$$

Donde  $T_1$ ,  $T_2$  y  $T_0$  son los tiempos de encendido de los vectores activos ( $\vec{V}_1$  y  $\vec{V}_2$ ) y del vector espacial cero ( $\vec{V}_0$ ), respectivamente. La relación entre el vector a modular  $\vec{V}_{ref}$  y los dos vectores activos más cercanos es obtenida aplicando las propiedades geométricas del triángulo, concretamente, el teorema del seno para el triángulo mostrado en la figura 17 que hace parte del sector 1 del hexágono de estados:

Tabla 5

*Criterios de localización del vector de referencia en los triángulos de conmutación de acuerdo al valor de su fase en coordenadas  $\alpha\beta$ .*

Triángulo	Fase $\vec{V}_{ref}$ para localización
1	0° a 60°
2	60° a 120°
3	120° a 180°
4	-180° a -120°
5	-120° a -60°
6	-60° a 0°

$$\frac{T_s |\vec{V}_{ref}|}{\text{sen}(\frac{2\pi}{3})} = \frac{T_1 |\vec{V}_1|}{\text{sen}(\frac{\pi}{3} - \theta)} = \frac{T_2 |\vec{V}_2|}{\text{sen}(\theta)} \quad (3.27)$$

Donde  $\theta$  es el ángulo formado entre el vector espacial  $\vec{V}_1$  y el vector de referencia  $\vec{V}_{ref}$ . Partiendo de lo anterior, es posible obtener la duración de cada vector activo ( $T_1$  y  $T_2$ ) en función del ángulo de la referencia  $\theta$ , la tensión del bus de continua del inversor  $V_{dc}$ , la longitud de cada vector activo ( $|V_n| = 2V_{dc}/3$ ) y la magnitud del vector espacial de referencia  $|\vec{V}_{ref}|$ . Por lo tanto, para el vector de referencia localizado  $\vec{V}_{ref}$  en el sector 1 del diagrama de vectores espaciales, la expresión matemática de  $T_1$  y  $T_2$  se indica en las ecuaciones 3.28 y 3.29:

$$T_1 = \frac{T_s |\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}/\sqrt{3}} \text{sen}(\frac{\pi}{3} - \theta) \quad (3.28)$$

$$T_2 = \frac{T_s |\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}/\sqrt{3}} \text{sen}(\theta) \quad (3.29)$$

Una vez encontrados los tiempos  $T_1$  y  $T_2$ , es posible determinar la duración del vector espacial cero  $\vec{V}_0$  dentro de un periodo de conmutación (Rashid, 2009):

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (3.30)$$

Puesto que el diagrama de vectores espaciales del inversor proporciona dos vectores espaciales cero ( $\vec{V}_0$  y  $\vec{V}_7$ ), es oportuno incluir estos dos estados en la secuencia de conmutación con el tiempo de conmutación  $T_0$ . Por lo tanto, este tiempo se distribuye igualmente para los dos vectores de conmutación de la siguiente forma (D. G. Holmes y Lipo, 2003g):

$$T_{V_0} = T_{V_7} = \frac{T_0}{2} \quad (3.31)$$

Debido a la simetría del hexágono, el método geométrico discutido anteriormente puede ser utilizado para los otros cinco sectores teniendo en cuenta que el vector espacial de la referencia cambia de sector por  $(m-1)\frac{\pi}{3}$  *radianes* con  $m = 1, 2, \dots, 6$ . Cabe recordar que la implementación de esta estrategia exige una frecuencia constante de operación del inversor y del periodo de muestreo ( $T_s$ ) (Wang y cols., 2015).

Habiendo localizado los vectores de conmutación más cercanos al vector de referencia ( $V_0, V_1, V_2$  y  $V_7$ ) y sus ciclos de trabajo durante el periodo de muestreo del vector de referencia, es importante establecer la secuencia de conmutación de estos vectores. En(D. G. Holmes y Lipo, 2003g) y (Wang y cols., 2015) se propone la secuencia de conmutación mostrada en la figura 18, representada para el primer sector del diagrama de vectores espaciales, la cual proporciona ventajas en cuanto a la implementación para periodos de conmutación fijos y mejor desempeño armónico (Wang y cols., 2015).

En esta secuencia se centran los estados de conmutación activos ( $\vec{V}_1$  y  $\vec{V}_2$ ), mientras que los vectores espaciales cero ( $\vec{V}_0$  y  $\vec{V}_7$ ) se distribuyen en partes iguales en los extremos de la mitad del periodo de muestreo del vector de referencia. En este sentido, el arreglo de los cuatro vectores de conmutación es mostrado en la

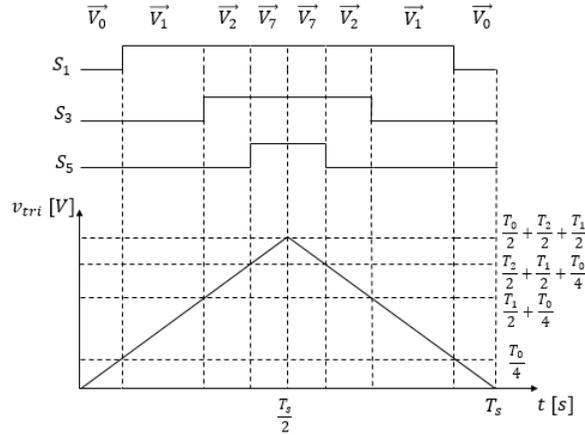


Figura 18. Implementación digital de la modulación vectorial PWM para los dos primeros estados activos del plano  $\alpha\beta$ .

parte alta de la figura 18 junto con las señales de puerta de los tres dispositivos de conmutación superiores, de acuerdo a la topología presentada en la figura 13, para un periodo de muestreo  $T_s$ .

La parte inferior de la figura 18 muestra una forma de implementación digital de la estrategia de modulación vectorial. Con este propósito, se implementa una señal triangular con periodo igual a  $T_s$  de tal forma que sea el mismo tiempo de muestreo del vector de referencia  $\vec{V}_{ref}$  en los ejes  $\alpha\beta$ . Por otra parte el valor máximo de esta señal es el valor de la mitad del periodo de muestreo  $T_s/2$ , esto con el fin de aprovechar que:

$$\frac{T_s}{2} = \frac{T_0}{2} + \frac{T_1}{2} + \frac{T_2}{2} \quad (3.32)$$

De acuerdo a lo anterior, el interruptor  $S_1$  se enciende a partir que  $t > \frac{T_0}{4}$ , el interruptor  $S_3$  a partir de  $t > \frac{T_1}{2} + \frac{T_0}{4}$  y el interruptor  $S_5$  a partir de  $t > \frac{T_2}{2} + \frac{T_1}{2} + \frac{T_0}{4}$ , por otra parte, como la señal triangular es simétrica es posible utilizar este mismo razonamiento para  $t > \frac{T_s}{2}$  y reversar el proceso anteriormente descrito. No falta señalar que esta estrategia de implementación puede ser utilizada para todos los demás sectores siempre y cuando se tengan identificados los dos vectores activos del sector determinado.

Partiendo de la geometría del hexágono, es posible hallar el radio de la circunferencia inscrita a este mismo conociendo la longitud de cada vector espacial activo, reconociendo que el radio de esta circunferencia representa la máxima longitud del vector de referencia  $\overrightarrow{V_{ref}}$  (Celanovic y Boroyevich, 2001). Con este propósito, se conoce que la longitud de cada vector espacial es  $V_n = l_{hex} = \frac{2V_{dc}}{3}$ , representando la longitud de los lados del hexágono, lo anterior se especifica con el fin de relacionar esta longitud con el radio de la circunferencia inscrita al hexágono, a partir de la ecuación 3.33:

$$R = A_{ref} = \frac{\sqrt{3}l_{hex}}{2} \quad (3.33)$$

Desarrollando 3.33 para las condiciones del inversor de dos niveles se tiene que la longitud máxima del vector de referencia  $\overrightarrow{V_{ref}}$  es:

$$R = |\overrightarrow{V_{ref,MAX}}| = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (3.34)$$

A partir de 3.34, es posible obtener el máximo índice de modulación en amplitud para la modulación vectorial PWM a través de la ecuación 3.2, lo anterior teniendo en cuenta una amplitud máxima de onda portadora de  $A_{por} = \frac{V_{dc}}{2}$  (Wang y cols., 2015):

$$m_{a,max} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1,1547 \quad (3.35)$$

Por lo que los valores que puede tomar el índice de modulación en amplitud corresponden a  $0 \leq m_a \leq 1,1547$ , esto para su aplicación en la ecuación 3.14. Por otra parte, reemplazando el índice de modulación en amplitud  $m_a$ , obtenido en 3.35, en la ecuación 3.34, se obtiene la magnitud máxima de la tensión de línea que puede proporcionar el inversor a través de la modulación vectorial SVM-PWM:

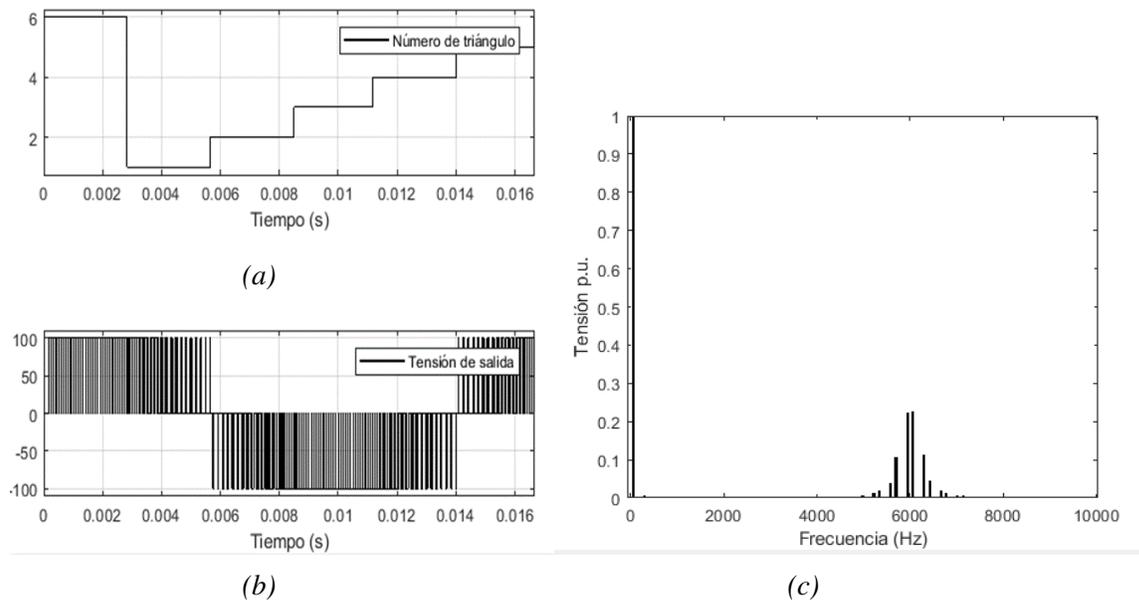


Figura 19. Formas de onda para la modulación vectorial del inversor trifásico en puente completo: (a) localización del vector de referencia dentro de los seis triángulos de conmutación del diagrama de vectores espaciales en un periodo de la señal de referencia, (b) tensión de salida línea a línea  $V_{ab}$  y (c) espectro en frecuencia de la tensión  $V_{ab}$ . Esta forma de onda fue captada bajo las condiciones de periodo de muestreo  $T_s = 1/6000$  [Hz],  $m_a = 1.1547$ ,  $f_{ref} = 60$  [Hz] y  $V_{dc} = 100$  [V].

$$V_{1,abmax} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc} = V_{dc} \quad (3.36)$$

Es oportuno notar que el máximo índice de modulación en amplitud obtenido bajo la técnica de inyección de tercera armónica, indicada en la ecuación 3.22, es idéntica al caso cuando se utiliza la modulación por vector espacial, referenciado en la ecuación 3.35. Por lo que se puede afirmar que estas dos estrategias amplían al rango lineal de la tensión de salida.

En la figura 19 se muestran las formas de onda para la modulación vectorial del inversor trifásico para un periodo de la señal de referencia. En 19a se muestra el recorrido que realiza el vector de referencia  $\vec{V}_{ref}$  por cada uno de los seis triángulos equiláteros que componen el diagrama de vectores espaciales. En 19b se muestra la forma de onda de la tensión de salida  $V_{ab}$  para una condición de índice de modulación en amplitud

$m_a = 1.1547$ . Finalmente, en 19c se muestra el espectro en frecuencia de la tensión  $V_{ab}$ , observándose un grupo armónico centrado en la frecuencia de muestreo  $f_c$ , con armónicos de banda lateral impares múltiplos de la frecuencia de referencia  $f_{ref}$ , pero sin armónicos triples ni localizados en la frecuencia de muestreo  $f_c$ .

Por último, la modulación vectorial para el inversor de dos niveles SVM-PWM será de gran utilidad para comprender la estrategia de modulación para el inversor multinivel trifásico CHB (sección 3.3.4), puesto que la modulación vectorial simplificada para inversores multinivel (SSVM-PWM) se concluye resolviendo un diagrama de vectores espaciales hexagonal de dos niveles, por lo que se utilizan los mismos procedimientos anteriormente descritos.

### **3.3. Modulación PWM del inversor multinivel de conexión en cascada de puentes H (CHB)**

Tal como se había descrito en el capítulo anterior, el inversor multinivel de conexión en cascada de puentes H (CHB) consiste en múltiples inversores monofásicos de puente completo (puentes H) conectados en serie con el objetivo de alcanzar mayores niveles de tensión en AC (Rodríguez y cols., 2008), (Rodríguez y cols., 2009), (Sadigh y Barakati, 2012). En la figura 6a se muestra la topología CHB monofásica de cinco niveles. Es posible ampliar este concepto a topologías trifásicas, tal como se muestra en la figuras 20 y 21, en donde se muestran los inversores multinivel CHB trifásicos de tres y cinco niveles, respectivamente.

Tal como se había descrito para la topología del puente inversor trifásico, es posible definir distintas tensiones de salida para el inversor multinivel trifásico CHB. A partir de la topología CHB de cinco niveles mostrada en la figura 21, se identifica la tensión de fase  $V_{an}$ , la cual surge de la medición de tensión entre el

terminal de salida de la fase a y el neutro  $n$  formado por la unión de los terminales sobrantes de los puentes H en todas las fases, y la tensión  $V_{ab}$ , la cual se determina a partir de la medición de tensión entre las fases a y b de salida.

El valor de las fuentes DC que alimentan cada puente H de las topologías CHB presentadas dependen de la estrategia de modulación en análisis, puesto que para las estrategias PS-PWM, thPSPWM y SVM-PWM, estas deben ser iguales entre sí, mientras que para la estrategia H-PWM, es aceptado que un puente H tenga el doble de tensión de alimentación con respecto al otro, es decir,  $V_{dc1} = 2V_{dc2}$ . Lo anterior con referencia a los inversores de cinco niveles mostrados en 6a y 21.

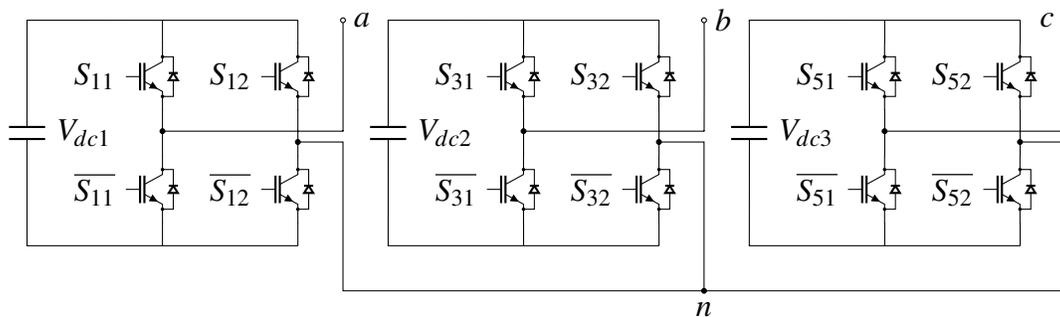


Figura 20. Topología de tres niveles del inversor multinivel CHB trifásico.

A continuación, se presentarán las estrategias de modulación aplicadas en este proyecto de investigación para el inversor multinivel CHB. En primer lugar, se mostrará el fundamento teórico asociado a cada algoritmo de modulación, en cuanto a la metodología de modulación, índice de modulación en amplitud máximo y espectro en frecuencia. Además, se analizan las topologías trifásicas del inversor multinivel CHB de tres y cinco niveles, referenciadas en las figuras 20 y 21, respectivamente.

**3.3.1 Modulación PWM por desplazamiento de fase (PS-PWM)** La estrategia de modulación por desplazamiento de fase PWM (PS-SPWM) es una extensión natural de las técnicas

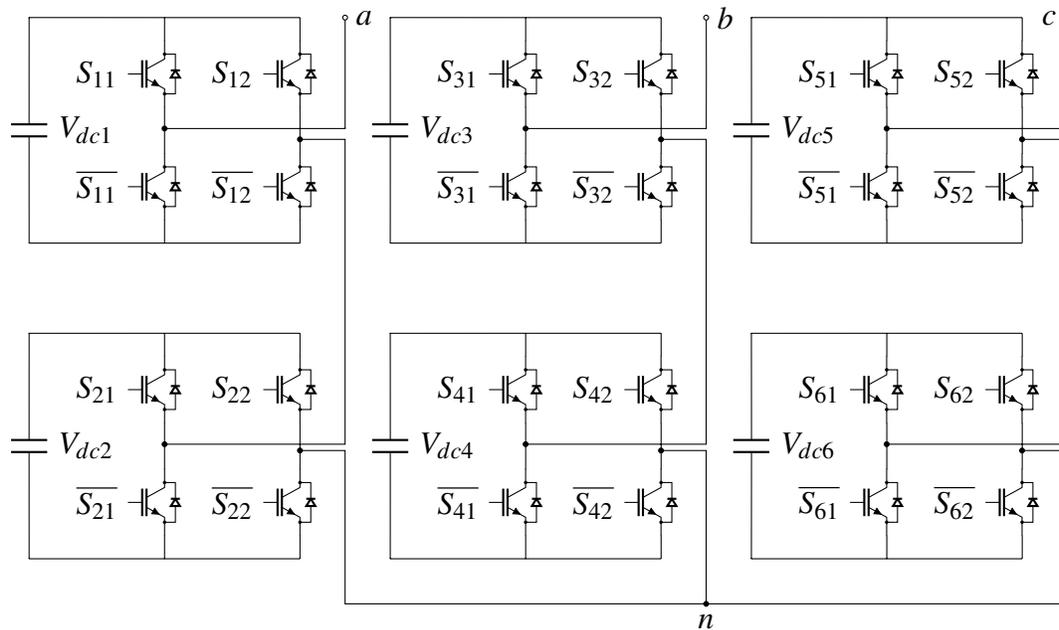


Figura 21. Topología de cinco niveles del inversor multinivel CHB trifásico.

PWM presentadas anteriormente para los inversores monofásicos y trifásicos de puente completo (Sadigh y Barakati, 2012). El concepto principal de esta estrategia se fundamenta en aprovechar la modularidad presente en la topología CHB, puesto que cada celda puede ser modulada independientemente usando la misma señal de referencia. Esto se fundamenta a partir de la generación de señales portadoras triangulares, con la misma frecuencia  $f_c$  y la misma amplitud pico  $A_{por}$ , pero existiendo un cambio de fase entre estas (Sadigh y Barakati, 2012), dado por 3.37:

$$\phi_{por} = \frac{360^\circ}{(n-1)} \quad (3.37)$$

Donde  $n$  representa el número de niveles presentes en el inversor, con  $n > 3$ . Esto es, para un inversor CHB de cinco niveles se tiene un desfase entre señales portadoras triangulares adyacentes de  $90^\circ$ .

De la misma forma que para las estrategias de modulación anteriores, la señal de referencia se asume como una señal sinusoidal con amplitud y frecuencia variable ( $A_{ref}, f_{ref}$ ). Por último, los pulsos de conmutación

tación se generan por medio de la comparación de la señal de referencia con las señales portadoras siguiendo la metodología de modulación unipolar, presentada en la sección 3.2.1.2 (Sadigh y Barakati, 2012).

La descripción anterior se resume en el diagrama de la figura 22, en donde los indicadores  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  y  $S_{22}$  hacen referencia a los dispositivos de conmutación de la topología del inversor multinivel CHB trifásico de cinco niveles mostrado en la figura 21, la señal  $v_{ref}$  corresponde a la señal sinusoidal de referencia común a los dos puentes H y las señales  $v_{por,1}$  y  $v_{por,2}$  representan las dos señales portadoras desfasadas un ángulo  $\phi = 90^\circ$ .

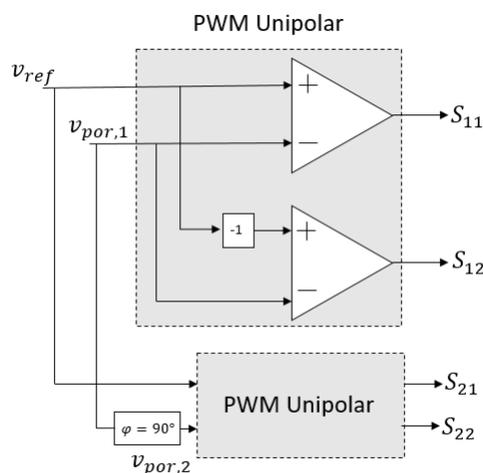


Figura 22. Diagrama de control para el inversor monofásico de cinco niveles CHB. Adaptado de José Rodríguez *et al* (2009). Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications. Proceedings of the IEEE, 97, 1786-1817.

Entre las ventajas que se identifican en esta estrategia se tiene que (Rodríguez y cols., 2009):

- Puesto que todas las celdas son controladas con la misma frecuencia de portadora y de referencia, la potencia y el tiempo promedio de conmutación esta distribuido uniformemente sobre todos los puentes H.

- La tensión total de salida tiene una frecuencia de conmutación de  $k$  veces la frecuencia de conmutación de cada celda, donde  $k$  es un número entero. Este efecto es producido por el cambio de fase de las señales portadoras, obteniéndose una mejor distorsión armónica total (THD) en la salida. Lo anterior se puede observar en la respuesta en frecuencia de la tensión de salida del inversor CHB.

A continuación, se muestra la aplicación de lo enunciado anteriormente para las topologías de:

- Inversor multinivel CHB trifásico de tres niveles.
- Inversor multinivel CHB trifásico de cinco niveles.

**3.3.1.1 Inversor multinivel CHB trifásico de tres niveles** Puesto que este inversor contiene un solo puente H por fase, solo se necesita una señal portadora para cada fase con el fin de modularlo, esto utilizando la metodología de la modulación unipolar PWM. Además, es necesario tener en cuenta la implementación de tres señales de referencia sinusoidales desfasadas  $120^\circ$  para cada fase, tal como se había considerado en la modulación SPWM para el inversor trifásico en la sección 3.2.2.1.

Por otra parte, es preciso recordar que para los inversores trifásicos multinivel, los niveles de tensión de salida de línea  $V_{ab}$  se incrementan con respecto a los obtenidos por tensión de fase  $V_{an}$ , de acuerdo a la ecuación 3.38.

$$n_{l-l} = 2n_p - 1 \quad (3.38)$$

Donde  $n_p$  corresponde al número de niveles por fase de la tensión  $V_{an}$  y  $n_{l-l}$  al número de niveles por línea  $V_{ab}$ . En este sentido, si se tiene un inversor trifásico de tres niveles por fase, se tendrán 5 niveles en la tensión de salida línea. Por otro lado, si se tiene un inversor de 5 niveles por fase, se tendrán 9 niveles en la

línea, tal como se resume en la tabla 1.

Para definir el índice de modulación en amplitud, es necesario relacionar en una expresión la tensión de fase y línea para el inversor multinivel CHB, esta definida en la siguiente ecuación para señales de referencia trifásicas balanceadas en secuencia positiva:

$$V_{ab} = \sqrt{3}V_{an} \quad (3.39)$$

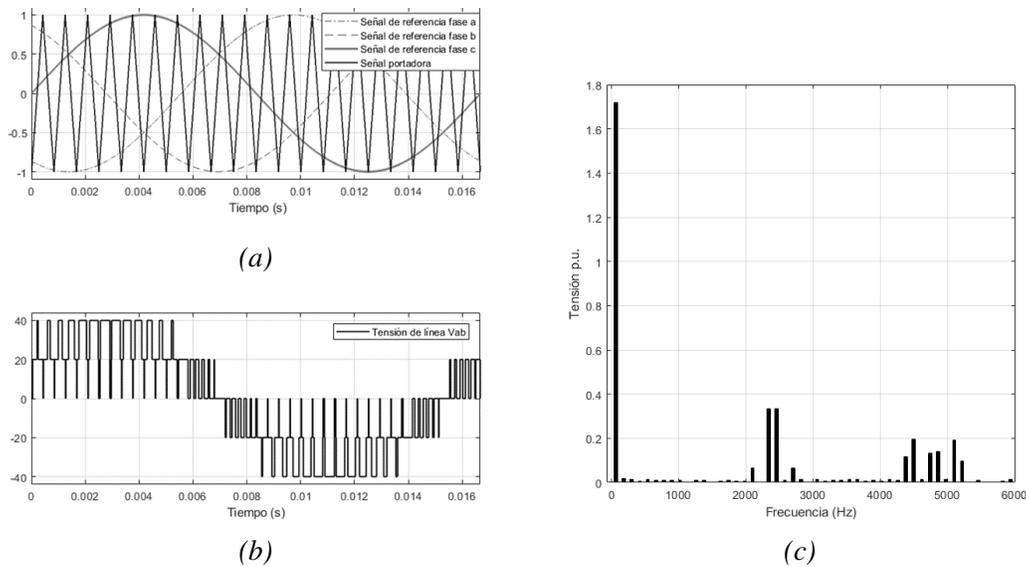
En este sentido, reemplazando 3.39 en la ecuación 3.3 se obtiene la relación entre la tensión de primer armónico de línea  $V_{1,ab}$  y el bus de continua  $V_{dc}$  queda de la siguiente forma:

$$V_{1,ab} = \sqrt{3}m_a V_{dc} \quad (3.40)$$

Con lo cuál, el inversor multinivel de tres niveles incrementa el índice de modulación en amplitud en dos veces comparado con un inversor trifásico de dos niveles, de acuerdo a la expresión 3.16.

En la figura 23, se muestran las formas de onda y espectro en frecuencia para el inversor multinivel de tres niveles mostrado en la figura 20. En 23a se muestran las tres señales trifásicas desfasadas  $120^\circ$  que controlan los pulsos de conmutación de cada fase a partir de la comparación con una señal portadora triangular, de acuerdo con lo descrito en la ecuación 3.12. En 23b se muestra la forma de onda de la tensión de salida de la tensión  $V_{ab}$  con cinco niveles en su salida, acorde con lo predicho en la ecuación 3.38.

En cuanto a la respuesta en frecuencia mostrada en 23c, se obtienen grupos armónicos centrados en  $2f_c$ , similar a lo observado en la modulación unipolar, mostrado en la figura 12. Por otra parte, se eliminan tanto los armónicos centrados en la frecuencia de la señal portadora  $f_c$ , como los armónicos de banda lateral



*Figura 23.* Formas de onda del inversor multinivel trifásico CHB de tres niveles bajo modulación PS-PWM: (a) señales de referencia sinusoidales y señal portadora de control, (b) tensión de salida  $V_{ab}$  y (c) espectro en frecuencia para la forma de onda  $V_{ab}$ . Estas figuras fueron tomadas bajo los parámetros de  $m_a = 1$ ,  $m_f = 20$ ,  $V_{dc} = 20[V]$  y  $f_{ref} = 60[Hz]$ .

múltiplos de 3 de la frecuencia de referencia  $f_{ref}$ , tal como se describió para el espectro en frecuencia de la forma de onda trifásica de línea del inversor de dos niveles, en la figura 14. La amplitud de primer armónico es aproximadamente  $V_{1,ab} = 1.732$  p.u., lo cual concuerda con la ecuación 3.40, teniendo en cuenta que el índice de modulación en amplitud  $m_a$  era unitario para el ejemplo en cuestión.

### 3.3.1.2 Inversor multinivel CHB trifásico de cinco niveles

Partiendo de lo descrito para la modulación PS-PWM, se muestra la figura 24. En 24a de esta se encuentran las señales de control para una fase del inversor trifásico CHB de cinco niveles, topología mostrada en la figura 21. Estas formas de onda corresponden a dos señales portadoras triangulares  $v_{por1}$  y  $v_{por2}$  desfasadas  $90^\circ$ , y una señal de referencia sinusoidal  $v_{ref}$ .

Por otra parte, la tensión total del inversor se puede encontrar mediante la suma de las tensiones de salida

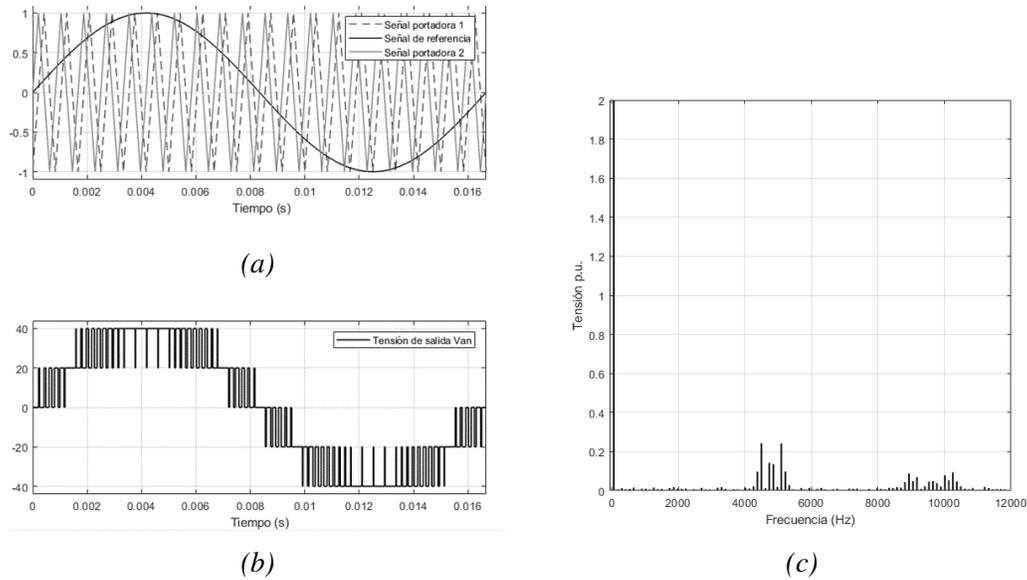


Figura 24. Formas de onda de un inversor monofásico de cinco niveles CHB con modulación por desplazamiento de fase (PS-PWM) para las condiciones de  $m_a = 1$ ,  $m_f = 20$  y  $f_{ref} = 60[Hz]$ : (a) dos señales portadoras triangulares comparadas con la señal de referencia sinusoidal, (b) forma de onda de la tensión de salida  $V_{an}$  y (c) espectro en frecuencia de  $V_{an}$ .

de cada puente H, para la topología de dos puentes H en serie esta expresión queda 3.41 (Wu y Narimani, 2017):

$$V_{an} = V_{c1} + V_{c2} \quad (3.41)$$

Donde  $V_{c1}$  y  $V_{c2}$  son las tensiones de salida de las celdas 1 y 2 conectadas en serie, respectivamente. Las formas de onda de estas tensiones son similares a las obtenidas en el inversor monofásico en puente completo con modulación unipolar mostrada en la figura 12, sin embargo, estas dos señales están desfasadas  $90^\circ$ , para dos celdas en serie de acuerdo a la ecuación 3.37.

En 24b se observa la tensión de salida  $V_{an}$  de una fase del inversor de cinco niveles trifásico, en donde, para unas tensiones de entrada balanceadas para cada puente H de  $V_{dc} = 20V$ , es claro ver los cinco niveles de tensión representados por:  $+2V_{dc}$ ,  $+V_{dc}$ ,  $0$ ,  $-V_{dc}$  y  $-2V_{dc}$ .

La ecuación 3.42 muestra la relación del índice de modulación  $m_a$  en amplitud para los inversores monofásicos multinivel CHB de cinco niveles, en donde  $V_{1,an}$  corresponde a la tensión de primer armónico obtenida al realizar la FFT de la tensión  $V_{an}$  y  $V_{dc}$  la tensión de uno de los buses de continua, esto teniendo en cuenta que las tensiones DC de alimentación de ambos puentes deben ser iguales, es decir,  $V_{dc1} = V_{dc2}$ .

$$V_{1,an} = 2m_a V_{dc} \quad (3.42)$$

En cuánto al espectro en frecuencia para la tensión  $V_{an}$  mostrado en 24c, se obtiene el primer grupo armónico centrado en 4 veces la frecuencia de la señal portadora  $4f_c$ , con otro grupo apareciendo en  $8f_c$ , por lo que esta estrategia elimina los grupos armónicos en múltiplos impares de la frecuencia de la señal portadora que se generan a partir de  $4f_c$ . Además, se tienen armónicos de banda lateral con múltiplos impares alrededor de los múltiplos de la frecuencia de la señal portadora  $f_c$ . Por último, se observa una amplitud de primer armónico de 2 p.u., lo cuál es acorde al índice de modulación en amplitud implementado de  $m_a = 1$ , puesto que el bus de continua  $V_{dc} = 2V_{dc}$  se aumento al doble con respecto a las topologías de tres niveles.

Es posible extender el análisis anterior para la modulación del inversor trifásico CHB, teniendo en cuenta la generación de tres señales sinusoidales de referencia adicionales desfasadas  $120^\circ$ , tal como se describió para el inversor trifásico de dos niveles, mostrado en la sección 3.2.2.1.

A partir de lo descrito anteriormente, se muestra la figura 25, en 25a se observan las tres señales de referencia y dos señales portadoras para el control de los dispositivos de conmutación presentes en esta topología. En 25b se observa la forma de onda de la tensión de salida  $V_{ab}$  con nueve niveles a la salida, lo cual es acorde a la ecuación 3.38, puesto que se contaban con cinco niveles en la tensión de fase  $V_{an}$ .

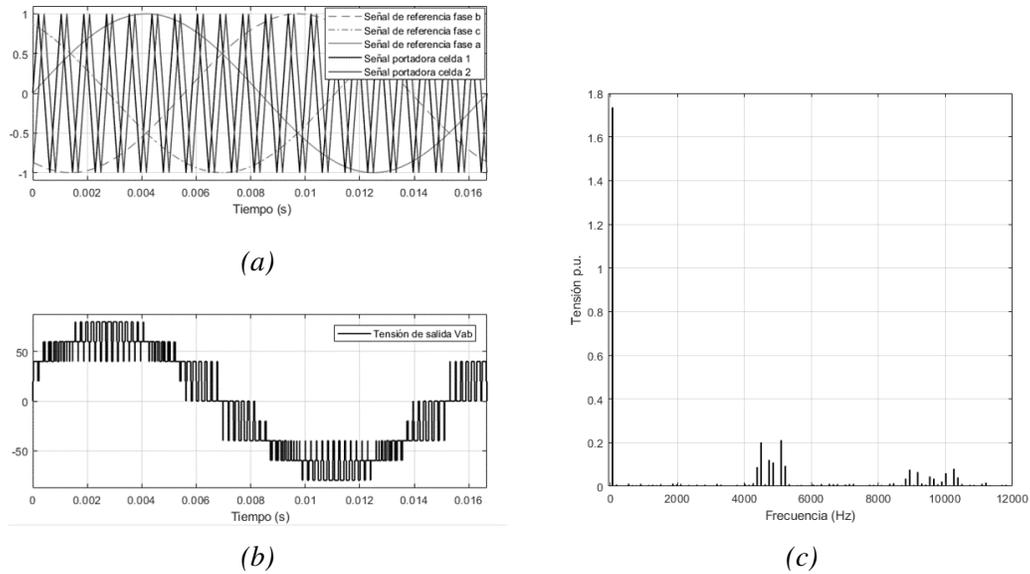


Figura 25. Formas de onda del inversor multinivel trifásico CHB de cinco niveles bajo modulación PS-PWM: (a) señales de referencia sinusoidales trifásicas y señales portadoras por fase desfasadas  $90^\circ$ , (b) tensión de salida  $V_{ab}$  y (c) espectro en frecuencia. Estas figuras fueron tomadas bajo los parámetros de  $m_a = 1$ ,  $m_f = 20$ ,  $V_{dc} = 20[V]$  y  $f_{ref} = 60[Hz]$ .

Tomando en cuenta la ecuación 3.40, el único parámetro que cambia para esta topología corresponde al bus de continua, puesto que es necesario sumar ambas tensiones DC de entrada. Por lo tanto, esta expresión queda de la siguiente forma 3.43, teniendo en cuenta que ambas tensiones de DC de entrada son iguales  $V_{dc1} = V_{dc2}$ .

$$V_{1,ab} = 2\sqrt{3}m_a V_{dc} \quad (3.43)$$

Por otra parte, el índice de modulación en amplitud  $m_a$  permanece entre el rango de  $0 \leq m_a \leq 1$ .

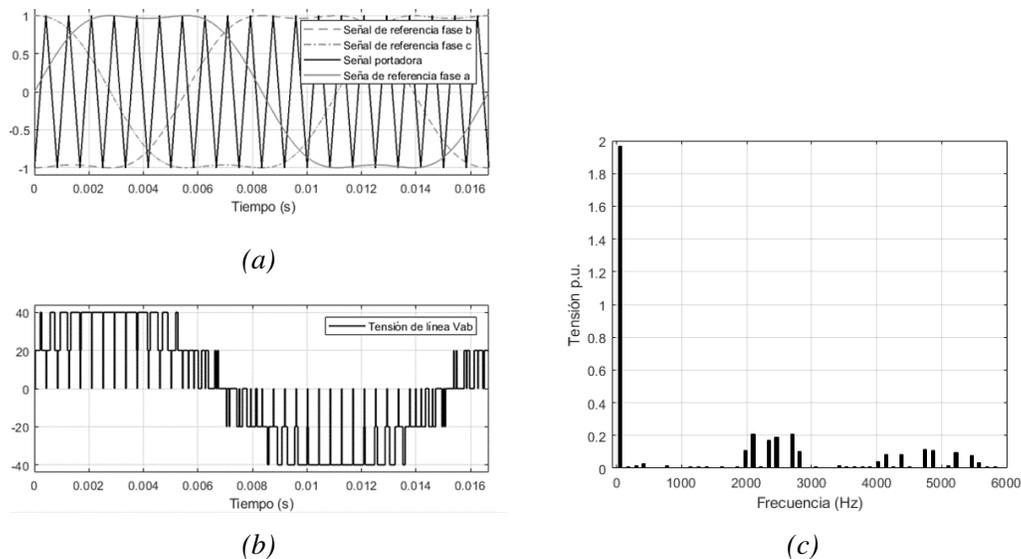
En 25c se muestra el espectro en frecuencia de la forma de onda de línea de la tensión  $V_{ab}$ . Esta figura es similar a la obtenida con la topología de inversor monofásico CHB de cinco niveles mostrada en la figura

24, puesto que no se obtienen grupos armónicos impares a partir de  $4f_c$ . Además, este espectro cuenta con la ventaja de no tener armónicos centrados en múltiplos impares de la frecuencia de la señal portadora  $f_c$ , ni armónicos de banda lateral múltiplos triples de la frecuencia de referencia  $f_{ref}$ , beneficios propios de espectros de inversores trifásicos. Por otra parte, se obtiene una tensión de armónico fundamental de aproximadamente 1.73 p.u., lo cual es acorde a lo mostrado en la ecuación 3.42, puesto que la prueba se realizó con  $m_a = 1$  y una tensión base de  $V_b = 2V_{dc}$ .

**3.3.2 Modulación PWM por desplazamiento de fase con inyección de tercer armónico (thPS-PWM)** A partir de lo mostrado en la sección 3.2.2.2 para el inversor trifásico en puente completo, es posible aplicar los mismos criterios mencionados para el inversor multinivel trifásico CHB con el fin de ampliar el rango lineal de tensión de salida.

En este sentido, se muestra la modulación PS-PWM con inyección de tercer armónico (thPS-PWM) para las topologías de inversor multinivel CHB trifásico de tres y cinco niveles.

**3.3.2.1 Inversor multinivel CHB trifásico de tres niveles** Similar a lo realizado para el inversor CHB de tres niveles bajo modulación PS-PWM, para este inversor cada fase se procesa a partir de modulación unipolar. En comparación con esta estrategia, cada señal de referencia se suma con señales sinusoidales de tres veces la frecuencia fundamental y  $1/6$  de su amplitud, esto mostrado en la ecuación 3.19, con el fin de generar la señal de referencia a ser comparada con la señal portadora triangular. Lo anterior se puede observar en figura 26a, la cual cuenta con tres señales de referencia trifásicas con adición de tercer armónico y una señal portadora triangular.



*Figura 26.* Formas de onda para el inversor CHB de tres niveles trifásico con modulación PS-PWM con inyección de  $1/6$  de tercera armónica: (a) señales de referencia y portadora, (b) forma de onda de la tensión línea a línea  $V_{ab}$  y (c) respuesta en frecuencia de esta señal. Esta forma de onda fue tomada bajo condiciones de  $m_a = 1.1547$ ,  $m_f = 20$ ,  $f_{ref} = 60[Hz]$  y  $V_{dc} = 20[V]$ .

Por otra parte, puesto que la determinación de las señales de referencia realizada en el inversor trifásico en puente completo es similar a la del inversor multinivel trifásico CHB, es posible afirmar que la estrategia thPS-PWM aumenta el índice de modulación en amplitud máximo al término de  $m_a = \frac{2}{\sqrt{3}}$ , para operación en la región lineal, mostrado en la ecuación 3.22. Por lo tanto, reemplazando 3.22 en la ecuación 3.40, se obtiene la tensión máxima de primer armónico de línea  $V_{1,abmax}$  aplicando esta estrategia:

$$V_{1,abmax} = 2V_{dc} \quad (3.44)$$

En la figura 26b, se muestra la forma de onda  $V_{ab}$  obtenida a través de la modulación thPS-PWM, la cual se determina en cinco niveles de tensión, similar a lo calculado para la estrategia PS-PWM en la figura 23.

Partiendo del espectro en frecuencia observado en 26c, se encuentra el primer grupo armónico centrado en  $2f_c$ , similar a lo mostrado para el inversor trifásico CHB de tres niveles modulado por PS-PWM en la fi-

gura 23. Sin embargo, se observa un cambio en la magnitud de los armónicos de banda lateral, reduciéndose la magnitud de estos en el primer múltiplo de  $f_{ref}$ , pero incrementándose a partir de  $5f_{ref}$ , aumentando la aparición de estos mismos en frecuencias más alejadas al armónico central. Es preciso señalar que en este espectro se observa la cancelación de los armónicos triples de banda lateral y los armónicos centrados en la frecuencia de la señal portadora  $f_c$ , tal como se ha descrito para los inversores trifásicos.

**3.3.2.2 Inversor multinivel CHB trifásico de cinco niveles** A diferencia de lo planteado anteriormente, en este caso es necesario utilizar la estrategia PS-PWM con el fin de modular las dos celdas en serie conectadas por fase, por lo que se implementan dos señales portadoras desfasadas  $90^\circ$ . Además, se tendrá en cuenta la ecuación 3.19 para adicionar la señal de tercer armónico. Lo anterior se puede observar en la figura 27a, donde se observan las tres señales de referencia obtenidas con la adición del tercer armónico y las dos señales portadoras triangulares desfasadas  $90^\circ$ , las cuáles controlan la conmutación de todos los dispositivos semiconductores dispuestos en el inversor.

Partiendo de que se cumple la propiedad de incremento en el índice de modulación en amplitud para esta estrategia, obteniéndose este parámetro en un valor máximo de  $m_a = 1.1547$ , y teniendo en cuenta la ecuación 3.43, se tiene una tensión máxima de línea  $V_{1,abmax}$  en su primer armónico de:

$$V_{1,abmax} = 4V_{dc} \quad (3.45)$$

En la figura 27b se observa la forma de onda de salida  $V_{ab}$ , la cual es similar en número de niveles a la mostrada para la estrategia PS-PWM en la figura 25.

Con respecto al espectro en frecuencia obtenido en 27c, se obtiene una tensión de primer armónico  $V_{ab}$

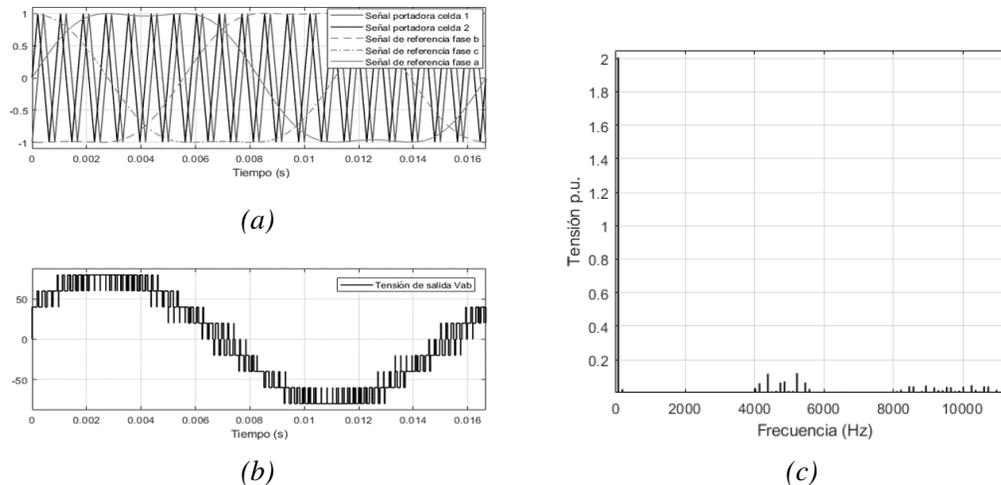


Figura 27. Formas de onda para el inversor CHB de cinco niveles trifásico con modulación PS-PWM con inyección de  $1/6$  de tercera armónica: (a) señales de referencia y portadora, (b) forma de onda de la tensión línea a línea  $V_{ab}$  y (c) respuesta en frecuencia de tensión  $V_{ab}$ . Estas formas de onda fueron tomadas bajo condiciones de  $m_a = 1.1547$ ,  $m_f = 20$ ,  $f_{ref} = 60[Hz]$  y  $V_{dc} = 20[V]$ .

de 2 p.u. partiendo de una tensión base de  $2V_{dc}$ , donde  $V_{dc}$  es el valor de cada bus de continua. En cuanto a la aparición de grupos armónicos, estos se localizan centrados en múltiplos pares de  $4f_c$ , con armónicos de banda lateral impares de la frecuencia de referencia  $f_{ref}$ , sin armónicos triples de banda lateral, ni armónicos centrados en  $f_c$ .

**3.3.3 Modulación Híbrida PWM (H-PWM)** La topología asimétrica de los inversores multinivel CHB es particularmente interesante para aplicaciones de media tensión y alta potencia debido a que es posible sintetizar formas de onda de tensión con un contenido armónico reducido, incluso cuando existen pocos puentes H conectados en serie, sin incrementar la cantidad de dispositivos de conmutación o de fuentes aisladas de alimentación (Rech y Pinheiro, 2007). Por lo tanto, los inversores multinivel híbridos pueden ser definidos como aquellos que presentan diferentes niveles de tensión de alimentación para cada puente H, con posibles distintas tecnologías de dispositivos de conmutación operando en sinergia.

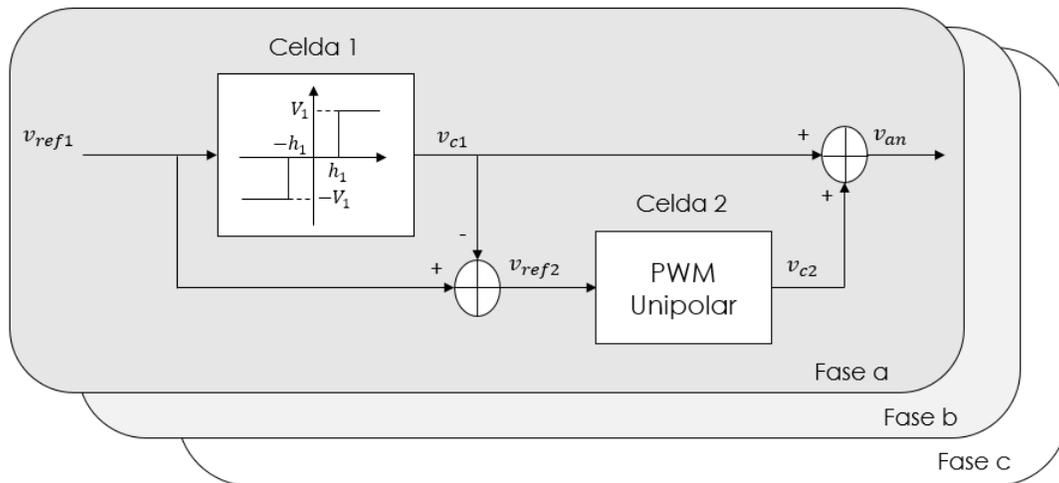


Figura 28. Esquema de modulación híbrida para el inversor multinivel CHB trifásico de cinco niveles.

Con este propósito, surge la modulación híbrida como una extensión de las estrategias PWM presentadas anteriormente, en las cuáles se utilizaba una señal portadora de alta frecuencia para todos los inversores puente H. Presentada inicialmente en (Manjrekar, Steimer, y Lipo, 2000), en esta técnica las celdas de potencia se operan con patrones de forma de onda cuadrados a baja frecuencia, mientras que la celda de potencia más pequeña se controla con modulación unipolar PWM, tal como se bosqueja en la figura 28.

De acuerdo a lo especificado en la introducción de 3.2, es aceptado que un inversor convencional modulado por técnicas PWM opera en la región de sobremodulación cuando la amplitud de la señal de referencia es más alto que su fuente de DC. Tal como se había descrito, en esta región las tensiones de salida presentan armónicos indeseables de bajo orden y sus componentes fundamentales no varían linealmente con el índice de modulación en amplitud  $m_a$  (Rech y Pinheiro, 2007), (Rashid, 2009). En consecuencia, la región de sobremodulación es usualmente evitada para minimizar la distorsión en las tensiones de salida.

Partiendo de lo anterior, se muestra la figura 28. En esta se muestra el esquema de modulación híbrida

para el inversor multinivel trifásico CHB de cinco niveles mostrado en la topología 21.

Con el fin de proporcionar mayor claridad, se analizará primero la modulación híbrida para el inversor monofásico CHB de cinco niveles (fase a de la figura 21), cuyas formas de onda resultantes se muestran en la figura 29. Con este propósito, el análisis de la estrategia se puede diferenciar entre la celda 1 (celda con tensión de entrada de mayor tensión  $V_{dc1} = V_h = 40[V]$ ) y celda 2 (celda con tensión de entrada de menor tensión  $V_{dc2} = V_l = 20[V]$ ). Los valores de las tensiones de entrada se definieron de acuerdo al criterio de máxima asimetría definido en (Rech y Pinheiro, 2007).

En la celda 1 se introduce una señal de referencia sinusoidal con una amplitud que no supere la sumatoria de las dos fuentes DC de entrada a los puentes H, en este sentido  $A_{ref1} < V_h + V_l$ . Para generar los pulsos de conmutación y la tensión de salida de la celda 1 se define el criterio de señal cuadrada  $h_1$  dado por:

$$h_1 = \pm V_l \quad (3.46)$$

Teniendo en cuenta 3.46, la condición para generar los pulsos de conmutación y la señal de salida, y a partir de la notación dada en la topología 21 para la fase a, es la siguiente:

$$\begin{aligned} Si \quad v_{ref1} > h_1 &\rightarrow S_{11} = 1 \quad S_{12} = 0 \quad v_{c1} = V_h \\ Si \quad v_{ref1} < -h_1 &\rightarrow S_{11} = 0 \quad S_{12} = 1 \quad v_{c1} = -V_h \\ Si \quad -h_1 < v_{ref1} < h_1 &\rightarrow S_{11} = 0 \quad S_{12} = 0 \quad v_{c1} = 0 \end{aligned} \quad (3.47)$$

Para el estado  $v_{c1} = 0$  es posible también proporcionar a los dispositivos de conmutación  $S_{11} = 1$  y

$S_{12} = 1$ , puesto que ambos estados generan tensión cero a la salida de la celda, tal como se muestra en la tabla 3.

En la figura 29(a), se observa la tensión de referencia sinusoidal y la tensión de salida cuadrada para la celda 1 a la misma frecuencia de la referencia  $f_{ref}$ , generada a partir de la lógica expresada en 3.47.

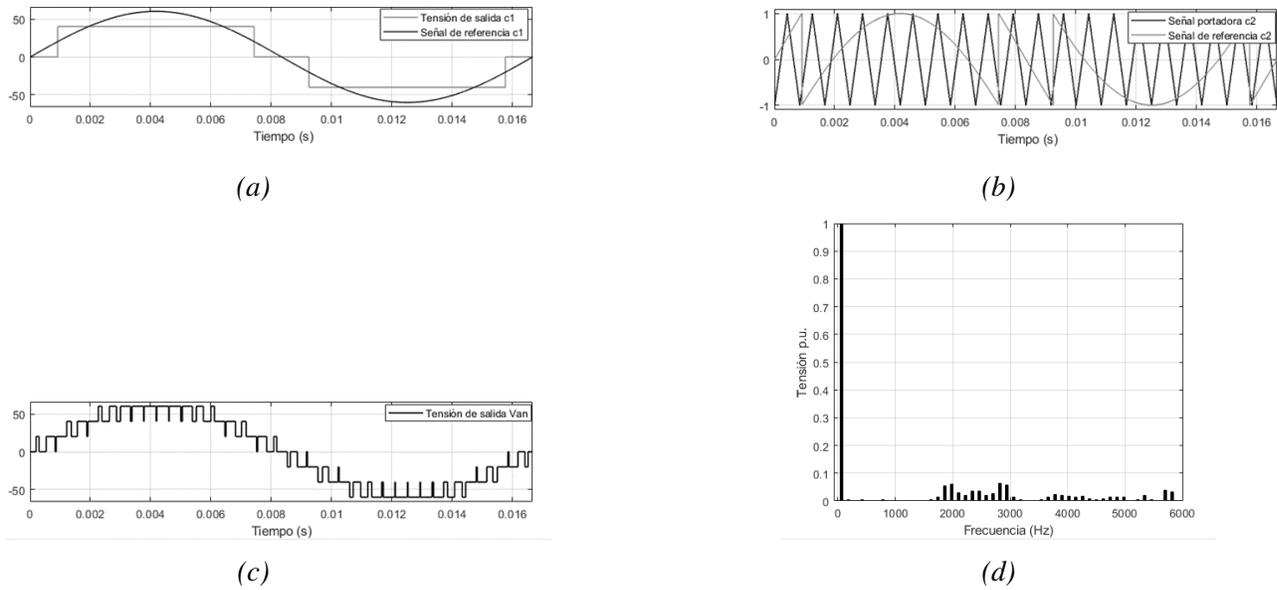
Para generar la señal de referencia de la celda 2 es necesario sustraer la señal de salida de la celda 1 con su señal de referencia, según lo mostrado en la ecuación 3.48:

$$v_{ref2} = v_{ref1} - v_{c1} \quad (3.48)$$

A partir de la generación de la señal de referencia de la celda 2 ( $v_{ref2}$ ), con una forma de onda mostrada en la figura 29(b), se procede a implementar el algoritmo de modulación unipolar mostrado en la sección 3.2.1.2.

Finalmente, se suman las dos señales resultantes de cada celda, de acuerdo a la ecuación 3.41, para obtener la tensión de salida del inversor multinivel CHB monofásico mostrado en la figura 29(c). Es preciso señalar, que esta estrategia proporciona dos niveles de tensión adicionales a los dados en la modulación PS-PWM para el inversor monofásico de cinco niveles.

En cuanto al índice de modulación en amplitud máximo  $m_a$ , la estrategia no proporciona una ampliación de este índice por lo que este toma un valor máximo de 1, relacionando también la tensión de fase  $V_{1,an}$  con el bus de continua  $V_{dc} = V_h + V_l$  similar a la ecuación 3.3. Esto mismo ocurre para el inversor trifásico CHB de cinco niveles, en donde la ecuación característica se muestra en la ecuación 3.40.



*Figura 29.* Formas de onda del inversor monofásico CHB de 5 niveles con modulación híbrida: (a) señal de referencia sinusoidal de la celda 1 junto con la señal de salida de esta, (b) señal de referencia de la celda 2 y la señal portadora triangular para modulación unipolar, (c) la forma de onda de salida  $V_{an}$  y (d) espectro en frecuencia de la tensión  $V_{an}$ . Estas formas de onda se obtuvieron bajo las condiciones de  $V_{c1,dc} = 40$ ,  $V_{c2,dc} = 20$ ,  $V_{ref} = 60$ ,  $m_a = 1$ ,  $f_{ref} = 60$  [Hz] y  $f_c = 1200$  [Hz].

La respuesta en frecuencia para la forma de onda de modulación híbrida del inversor monofásico se muestra la figura 29(d). Se observa el primer grupo armónico en  $2f_c$ , donde  $f_c$  representa la frecuencia de la señal portadora triangular de la última celda, junto con armónicos de banda lateral múltiplos impares de la frecuencia de la referencia  $f_{ref}$ . Se obtiene una tensión de primer armónico de 1 p.u., acorde con el índice de modulación a la cual fue efectuada la prueba. Por último, a pesar de que la forma de onda proporcionada por la modulación híbrida monofásica ofrece más niveles de tensión a la salida, el primer grupo armónico aparece en un menor orden con respecto a la forma de onda de tensión de la modulación PS-PWM monofásica, mostrada en la figura 24.

La estrategia de modulación híbrida también es posible extenderla a inversores trifásicos, concretamente

para esta tesis, se extendió al inversor trifásico multinivel CHB de cinco niveles. En este caso, se emplean tres señales de referencia sinusoidales desfasadas  $120^\circ$  entre sí de tal forma que las tres señales de referencia cumplan con la restricción de amplitud de  $A_{ref1} < V_h + V_l$ . Por lo demás, el procedimiento de modulación para la celda 1 y 2 se mantiene invariable para las fases a, b y c, tal como se sugiere en la figura 28.

En la figura 30a se muestra la forma de onda de tensión de línea  $V_{ab}$  proporcionada por el inversor trifásico CHB de 5 niveles. En esta se muestran 13 niveles de tensión a la salida, lo cual es acorde a lo mostrado en la ecuación 3.38, puesto que para la tensión monofásica  $V_{an}$  se obtuvieron siete niveles.

Por otro lado, el espectro en frecuencia se observa en 30b. Para esta, se observa una tensión de primer armónico la cual es  $\sqrt{3}$  veces la tensión de fase mostrada para el inversor monofásico, lo cual es acorde a la ecuación 3.40, obteniéndose una tensión similar en p.u. para la estrategia PS-PWM. En cuanto a la aparición de los grupos armónicos, estos se localizan en los armónicos centrales de  $2f_c$  descritos en la figura 29, con armónicos de banda lateral localizados en múltiplos impares de la frecuencia de la señal de referencia  $f_{ref}$ , sin armónicos triples armónicos localizados en múltiplos de la frecuencia de la señal portadora  $f_c$ .

### 3.3.4 Modulación Vectorial para Inversores Multinivel Trifásicos (SVM-PWM)

Tal como se encontró en la sección 3.2.2.3, las principales características de la modulación vectorial consisten en una ampliación del rango de utilización del bus de continua sin sobremodulación (Attique, Li, y Wang, 2017). Por lo tanto, es importante extender la modulación vectorial a los inversores multinivel trifásicos con el propósito de aprovechar esta ventaja. Sin embargo, el gran número de estados ofrecidos por los inversores multinivel pueden imponer excesiva carga computacional si está no es cuidadosamente optimizada (D. G. Holmes y Lipo, 2003f). Específicamente, cualquier inversor trifásico de N-niveles por

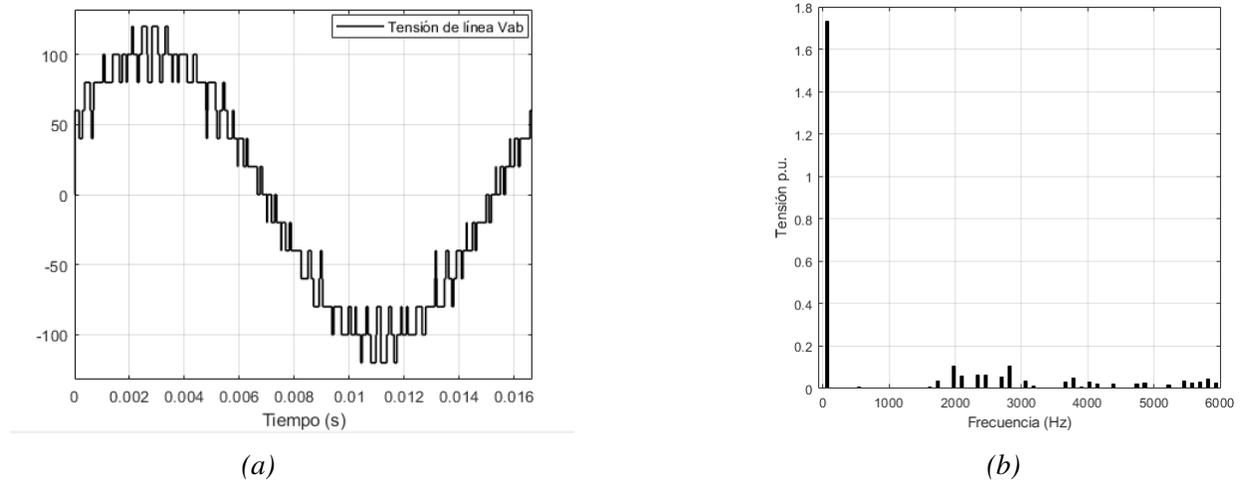


Figura 30. Formas de onda de modulación híbrida para el inversor trifásico CHB de 5 niveles: (a) tensión de salida  $V_{ab}$  y (b) espectro en frecuencia de  $V_{ab}$ . Estas formas de onda se obtuvieron bajo las condiciones de  $V_{c1,dc} = 40$ ,  $V_{c2,dc} = 20$ ,  $V_{ref} = 60$ ,  $m_a = 1$ ,  $f_{ref} = 60$  [Hz] y  $f_c = 1200$  [Hz].

fase consta de  $N^3$  estados de conmutación, es decir, para un inversor de 3 niveles se tienen  $3^3 = 27$  estados de conmutación mientras que para 5 niveles por fase se tienen  $5^3 = 125$ .

Recopilando lo encontrado en la sección 3.2.2.3, cada estado de conmutación proporcionado por un inversor trifásico es posible representarlo gráficamente a través de la transformada  $\alpha\beta$ , la cuál se muestra en la ecuación 3.25. Efectuándose esta transformada por cada estado de conmutación del inversor, se obtienen las gráficas de vectores espaciales por fase mostradas en las figuras 31a y 31b. En estas se puede observar que el número de vectores espaciales para el inversor de tres y cinco niveles es menor al número de estados de conmutación, por lo que es posible encontrar más de dos estados de conmutación representados por un solo vector espacial, llamándose a estos estados redundantes. Específicamente, para el diagrama de tres niveles mostrado en 31a, los vectores espaciales del hexágono interior contienen redundancias dobles y existe una redundancia triple en el origen, mientras que para el diagrama de cinco niveles mostrado en 31b, solo se tienen redundancias únicas en el hexágono externo y para el vector cero se tienen cinco estados redundantes. En 3.49 se muestra una expresión para el cálculo del número de vectores espaciales proporcionados por la

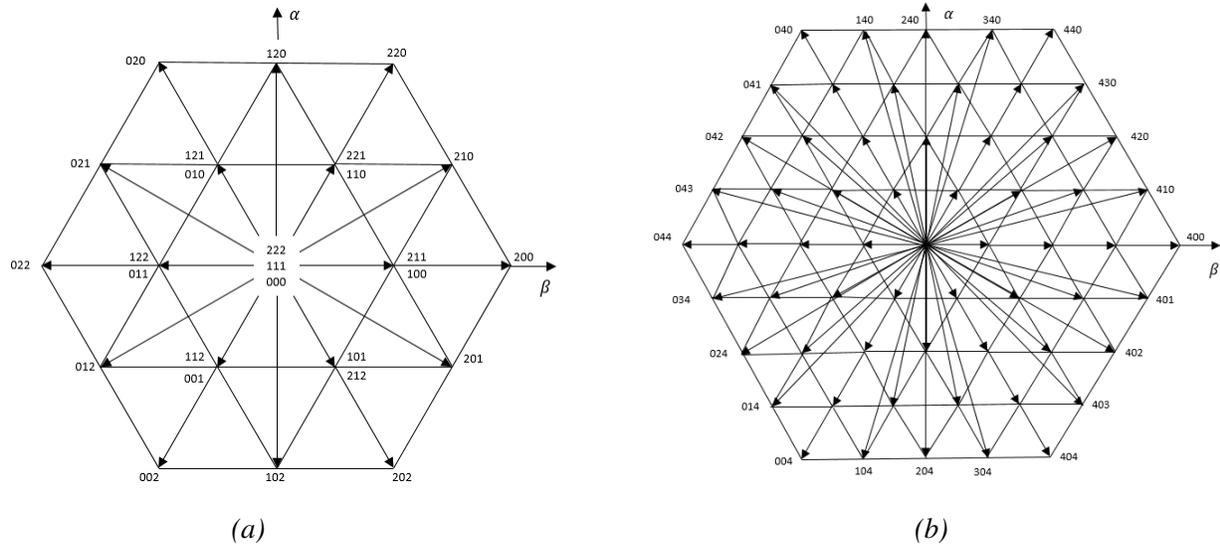


Figura 31. Vectores espaciales en el plano  $\alpha\beta$  para inversores multinivel de (a) tres y (b) cinco niveles de tensión DC.

transformada  $\alpha\beta$ , en donde  $N$  hace referencia al número de niveles presentes en el inversor:

$$N_{\text{vectores}} = 1 + 6 \sum_{i=1}^{N-1} i \quad (3.49)$$

Por la ecuación 3.49 se puede determinar que para un inversor de tres niveles se tienen  $1 + 6(3) = 19$  vectores espaciales y para cinco niveles se tienen  $1 + 6(10) = 61$  vectores.

Por otra parte, para denotar los estados que le corresponden a cada vector espacial se utiliza un vector de tres posiciones, de tal forma que cada posición corresponde a cada una de las fases del inversor, y el valor de cada posición depende del nivel de tensión en DC que proporcione cada fase. Por ejemplo, en la figura 31b, se tienen valores que oscilan entre cero y cuatro, lo cuál se traduce en los niveles de tensión posibles a suministrar para una fase del inversor multinivel CHB de cinco niveles. Estas equivalencias se muestran en la tabla 6. No sobra señalar que para el inversor de tres niveles CHB esta equivalencia se mantiene teniendo en cuenta que el indicativo 0 se convierte en  $-V_{dc}$ , el indicativo 1 en 0 y el indicativo 2 en  $V_{dc}$ .

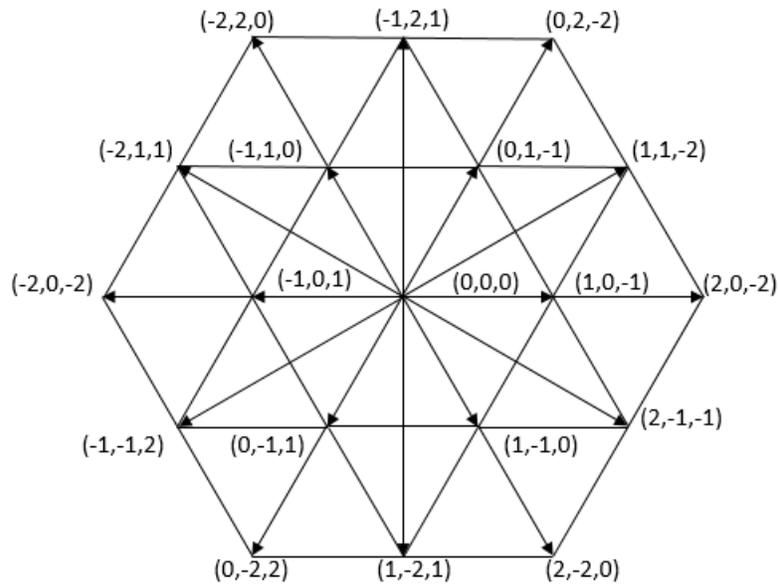


Figura 32. Vectores espaciales de línea para el inversor multinivel CHB de tres niveles.

El diagrama de estados de conmutación del inversor multinivel también es posible obtenerse para las tensiones de línea, en donde, habiendo identificado el vector de niveles de tensión por fase ofrecidos por el inversor, es posible usar la ecuación 3.50, en donde  $i$ ,  $j$  y  $k$  representa el nivel de tensión de salida de la fase  $a$ ,  $b$  y  $c$  respectivamente. Teniendo en cuenta lo anterior, en la figura 32 se observan los vectores espaciales del inversor multinivel de tres niveles de línea.

$$V_{linea} = V_{dc} [i - j \quad j - k \quad k - i]^T \quad (3.50)$$

En cuanto a las estrategias de modulación vectorial publicadas en la bibliografía, se estudiaron diversas estrategias de modulación para inversores multinivel que parten de dos enfoques comunes:

- **Método de la descomposición (SSVM):** Presentado inicialmente por (Seo, Choi, y Hyun, 2001), este método parte de la descomposición del hexágono de tres niveles, presentado en la figura 31a, dentro de seis hexágonos de dos niveles, mostrado en la figura 17; a través de la correcta localización

Tabla 6

Tensiones de salida por celda para un inversor multinivel CHB trifásico de cinco niveles por fase.

Notación	Nivel de tensión por fase
4	$+2V_{dc}$
3	$V_{dc}$
2	0
1	$-V_{dc}$
0	$-2V_{dc}$

del vector de referencia  $\vec{V}_{ref}$  dentro de cada uno de los sectores designados para los seis hexágonos. Posteriormente, el centro de este hexágono pasa a ser el centro de la referencia en tres niveles, transformándose el algoritmo en la modulación de dos niveles presentada en 3.2.2.3, con los mismos procedimientos para el cálculo de ciclos de trabajo y secuencias de conmutación. Partiendo de (Seo y cols., 2001), este método fue extendido para inversores multinivel de más de tres niveles, siendo ampliamente analizado en varias investigaciones actuales (Ahmed y cols., 2016), (Ahmed y Borghate, 2014). Sin embargo, estos métodos se les considera de alto costo computacional cuando se incrementa el número de niveles en el inversor (Attique y cols., 2017).

- Método de transformación en coordenadas:** En este método los vectores espaciales y el vector de referencia  $\vec{V}_{ref}$  se transforman hacia otro sistema coordenado partiendo de las coordenadas en  $abc$  o  $\alpha\beta$  con el fin de simplificar la localización del vector de referencia dentro del diagrama de vectores espaciales y el cálculo de los ciclos de trabajo de los dispositivos de conmutación. La más común de las transformaciones corresponde al cambio de coordenadas  $abc$  a  $gh$ , el cual corresponde a un sistema coordenado a  $60^\circ$  también denominado coordenadas hexagonales, presentado en (Celanovic y Boroyevich, 2001). Este método ha sido extendido para operación en regiones de sobremodulación (Jana, Biswas, y Chowdhury, 2013) y mejorado en términos de tiempos de cómputo (Castro, Corra, Jacobina, y Boroyevich, 2010). No obstante, este mismo no proporciona una secuencia de conmutación ni un tratamiento de los estados redundantes inmersos en las secuencias.

Actualmente, se han propuesto estrategias que mezclan los dos enfoques con el fin de aprovechar sus ventajas, como en (Deng, Wang, Teo, y Harley, 2016), donde se realiza una transformación de coordenadas ortogonales al vector de referencia y estados de conmutación con el fin de localizar rápidamente el vector espacial más cercano al vector de referencia  $\vec{V}_{ref}$ , a continuación, este vector pasa a ser el centro de un vector de referencia remanente en un hexágono de dos niveles, realizándose la modulación similar a este tipo de inversor. Además, esta estrategia es aplicable en sistemas multifásicos.

Partiendo de la revisión bibliográfica realizada, se escogió el método de descomposición, o más específicamente, modulación vectorial simplificada (SSVM) presentada en (Ahmed y cols., 2016). Entre las ventajas que se encuentran de esta estrategia se encuentran la detección de los estados más cercanos al vector de referencia directamente en el plano  $\alpha\beta$ , la cual es una transformada ampliamente conocida y utilizada en distintas estrategias de control, y el fácil procesamiento del algoritmo a través del entorno MATLAB/Simulink, en donde para la implementación del algoritmo para inversores multinivel de tres y cinco niveles no se requirió de un excesivo tiempo de cómputo.

Con el fin de proporcionar una mayor claridad en la descripción del algoritmo de modulación se explicarán por separado los procedimientos para la modulación de tres y cinco de niveles del inversor trifásico CHB.

**3.3.4.1 Modulación del inversor multinivel trifásico CHB de tres niveles** Partiendo del diagrama de vectores espaciales mostrado en la figura 31a, se muestra el diagrama mostrado en la figura 33. En esta figura, el diagrama hexagonal de vectores espaciales de tres niveles se encuentra dividido en seis partes iguales cada  $60^\circ$ , por lo que cada división respresenta un hexágono diferente de dos niveles. En la tabla 7 se

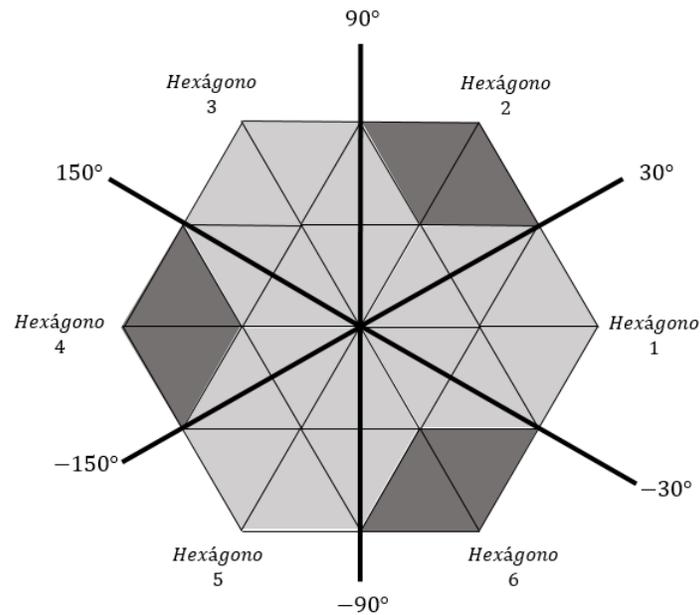


Figura 33. Localización de hexágonos de dos niveles dentro del diagrama de vectores espaciales para el inversor multinivel de tres niveles.

encuentra resumida el número del hexágono de dos niveles, el estado central codificado, teniendo en cuenta la notación  $-V_{dc} \rightarrow 0$ ,  $0 \rightarrow 1$  y  $V_{dc} \rightarrow 2$  para cada tensión de salida por fase del inversor, mostrando los dos estados redundantes encontrados para cada estado central. Por último, se observa el valor los estados en las coordenadas  $\alpha\beta$  en función del valor del bus de continua  $V_{dc}$ .

El propósito del planteamiento presentado anteriormente consiste en la obtención del vector de referencia remanente  $\vec{V}_{rem}$ , el cual se constituye a partir de la resta del vector de referencia de tres niveles con el estado central del hexágono identificado a partir de la fase del vector de referencia  $\vec{V}_{ref}$ .

Con el propósito de proporcionar mayor claridad a lo anteriormente expuesto, se muestra la figura 34 en la cual se encuentra el vector de referencia  $\vec{V}_{ref}$  en la zona del hexágono 2, con fase ( $\theta$ ) entre  $30^\circ$  y  $90^\circ$  obtenida a partir de la transformada  $\alpha\beta$  mostrada en la ecuación 3.25. Una vez detectado el hexágono de

Tabla 7

Estados de conmutación de centros de hexágonos de dos niveles y sus valores en el plano  $\alpha\beta$  para modulación de inversor multinivel trifásico de tres niveles.

Hexágono	Estado de conmutación	Valor en $\alpha\beta$	Fase $\vec{V}_{ref}$ para localización
1	100 211	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-30^\circ$ a $30^\circ$
2	110 221	$\frac{2}{3}V_{dc}(1 + e^{\frac{2\pi j}{3}})$	$30^\circ$ a $90^\circ$
3	010 121	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{\frac{2\pi j}{3}}$	$90^\circ$ a $150^\circ$
4	011 122	$\frac{2}{3}V_{dc}(e^{\frac{2\pi j}{3}} + e^{\frac{4\pi j}{3}})$	$150^\circ$ a $-150^\circ$
5	001 122	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{\frac{4\pi j}{3}}$	$-150^\circ$ a $-90^\circ$
6	101 212	$\frac{2}{3}V_{dc}(1 + e^{\frac{4\pi j}{3}})$	$-90^\circ$ a $-30^\circ$

dos niveles, se obtiene el vector remanente a partir de la siguiente expresión para el ejemplo mostrado en la figura 34:

$$\vec{V}_{rem} = \vec{V}_{ref} - \vec{V}_{Hx2} \quad (3.51)$$

A partir de la localización del vector remanente dentro de uno de los seis hexágonos indicados en la tabla 7, se aplica el procedimiento ya expuesto para modulación por vector espacial descrito en la sección 4. Este procedimiento incluye la localización del vector remanente dentro de uno de los seis triángulos equiláteros que componen el hexágono de dos niveles, lo cuál se señala en la tabla 5 a través también del cálculo e identificación de la fase del vector remanente. Posteriormente, se efectúa el cálculo de los ciclos de trabajo, indicada en las ecuaciones 3.28-3.29-3.30-3.31, especificada para cada uno de los seis triángulos de conmutación del diagrama de vectores espaciales para el inversor de dos niveles.

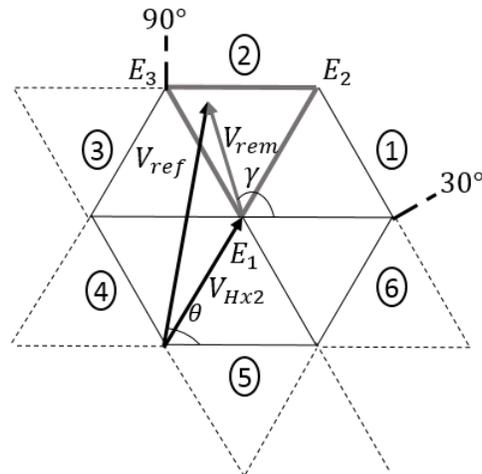


Figura 34. Ejemplo de localización de vector de referencia en el hexágono 2 del diagrama de vectores espaciales del inversor de tres niveles.

Por otra parte, habiéndose identificado el hexágono de dos niveles y los ciclos de trabajo de los estados de conmutación más cercanos al vector de referencia, es necesario codificar los estados activos restantes más cercanos a la referencia y efectuar la secuencia de conmutación respectiva, la cual se efectuará bajo la implementación de la señal triangular establecida para la modulación de dos niveles, descrita en la figura 18.

En Deng y cols. (2016) se muestra una regla intuitiva para la codificación rápida de los dos estados activos restantes de conmutación y su posterior secuencia de conmutación para ser enviado como pulsos a los dispositivos de conmutación. Esta regla se muestra en la tabla 8.

De acuerdo a lo anterior, esta regla está basada en el ajuste de los estados de conmutación de cada fase a partir de la variación del vector de conmutación y proporciona las secuencias de conmutación para un hexágono de dos niveles con estados de conmutación de la notación presentada en la tabla 6. Lo anterior se puede realizar a partir de seis elementos representativos, los cuáles se identifican en la tabla 8. Los tres primeros son las letras A, B o C, estas significan que el estado de conmutación de la fase  $a$ ,  $b$  o  $c$  será modificada secuencialmente con el fin de conmutar a otro vector más cercano. El cuarto corresponde al símbolo

Tabla 8

Regla para determinar las secuencias de conmutación en el algoritmo de modulación vectorial multinivel.

Número de triángulo en hexágono de dos niveles						
	1	2	3	4	5	6
<i>modo 1</i>	ABC ↑ (B)	CAB ↓ (S)	BCA ↑ (B)	ABC ↓ (S)	CAB ↑ (B)	BCA ↓ (S)
<i>modo 2</i>	CBA ↓ (S)	BAC ↑ (B)	ACB ↓ (S)	CBA ↑ (B)	BAC ↓ (S)	ACB ↑ (B)

Nota: Adaptado de Yi Deng, et al. (2016) A Simplified Space Vectro Modulation Scheme for Multilevel Converters. IEEE Transactions on Power Electronics, 31, 1873-1888.

↑ y ↓, este indica si el estado de conmutación de la fase correspondiente es incrementada o disminuida por 1 en el siguiente paso. El quinto elemento corresponde al modo de conmutación, que corresponde al sentido antihorario o *modo 1* y sentido horario o *modo 2*, para el caso del inversor de dos niveles, el modo 2 se incluye a través de la implementación de una señal triangular similar a la que se describe en la figura 18, esto indica que ambos modos se efectúan en un periodo de muestreo  $T_s$ . Para todos los casos, primero se efectúa la secuencia de conmutación *modo 1* y luego la *modo 2*. Por último, el sexto elemento hacer referencia a la letra "B", la cual indica que la secuencia no se puede iniciar con el estado de conmutación redundante que contenga el mayor nivel de salida (nivel 2 para tres niveles o 4 para cinco niveles), y la letra "S" que indica que la secuencia no se puede iniciar con el estado que contenga al menor nivel de salida (nivel 0 para los inversores de tres y cinco niveles). Lo anterior tiene en cuenta que siempre se inicia la secuencia con un estado de conmutación que contiene mínimo dos redundancias, tal como se establece en la figura 18.

Por ejemplo, partiendo del ejemplo mostrado en la figura 34, en la cual se tiene el vector de referencia  $\vec{V}_{ref}$  en el hexágono 2 con unos estados de conmutación centrales de (1,1,0) y (2,2,1), de acuerdo a lo indicado en la tabla 7. Posteriormente, se obtiene el vector de referencia remanente  $\vec{V}_{rem}$  a partir de la ecuación 3.51, para ser localizado de acuerdo a su fase  $\gamma$ , a partir de los intervalos mostrados en la tabla 5, para el cual en el ejemplo 34 se localiza en el triángulo 2.

Por último, se obtienen los ciclos de trabajo y se aplica la regla de la tabla 8 para obtener los dos estados activos. Para el caso en ejemplo, con los estados centrales (1,1,0) y (2,2,1) como vectores de estado cero, se ubica el vector de referencia remanente en el triángulo 2. Para la casilla *Número de triángulo* se tiene triángulo 2 y se empieza con el *modo 1* o sentido antihorario, partiendo de lo ya descrito se tendría la secuencia de conmutación: (2,2,1) → (2,2,0) → (1,2,0) → (1,1,0). Para el *modo 2* o sentido horario se tendría: (1,1,0) → (1,2,0) → (2,2,0) → (2,2,1). Estos estados son acordes a los estados mostrados en la figura 31a e incluye los dos modos de conmutación, acorde con la figura 18.

Finalmente, teniendo ya la secuencia de conmutación y los tres vectores de conmutación con sus respectivos ciclos de trabajo localizados y calculados, solo resta decodificar los estados en la notación de la tabla 6 de acuerdo al nivel de tensión que proporcione determinando que transistores están activos o inactivos.

En resumen, se muestra el diagrama de bloques 35. Este diagrama resume lo descrito en el ejemplo mostrado en la figura 34 para modulación del inversor multinivel CHB trifásico de tres niveles.

En cuanto al límite máximo del vector de referencia para que no exista sobremodulación, se aplica el mismo principio enunciado para la modulación por vector espacial de dos niveles. Este consistió en encontrar el máximo radio del círculo inscrito dentro del hexágono formado por los vectores espaciales de tres niveles, esto indicado en la expresión 3.33. Nuevamente, el lado del hexagonó exterior en el inversor de tres niveles corresponde a la longitud de los vectores espaciales exteriores, dada por 3.52:

$$l_{hex} = |\vec{V}_n| = \frac{4V_{dc}}{3} \quad (3.52)$$

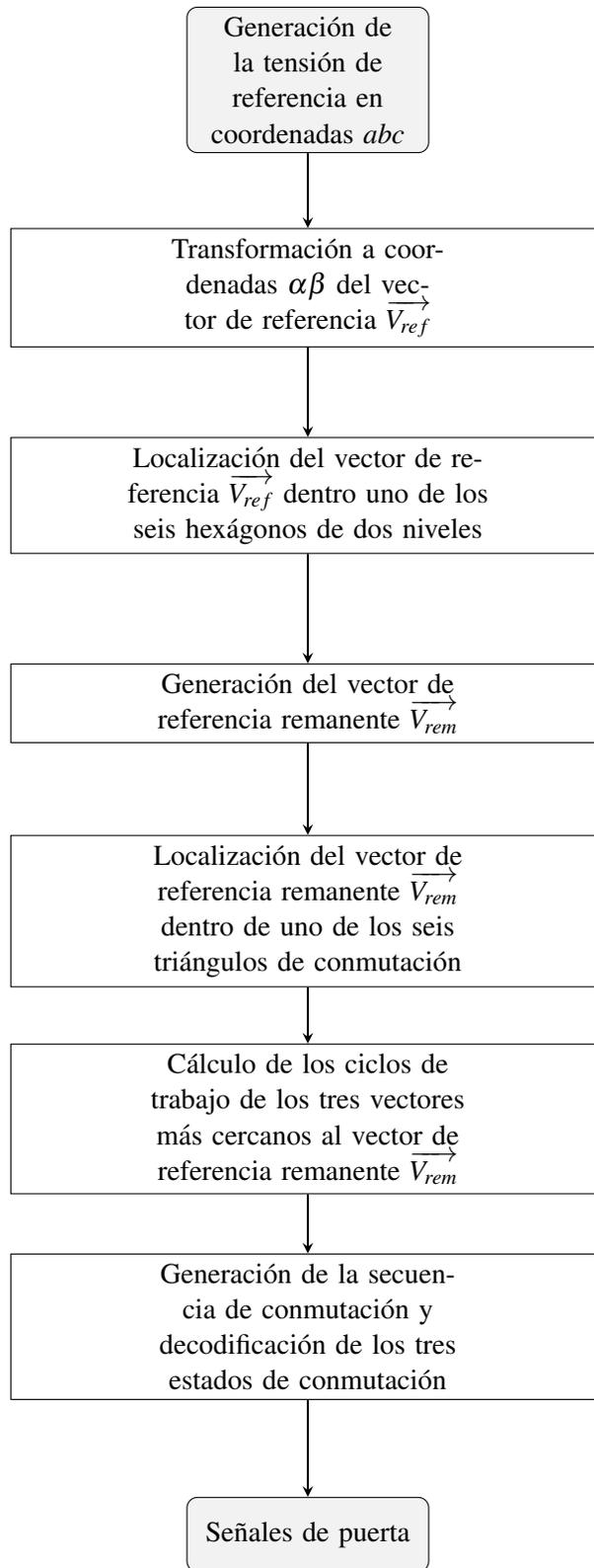


Figura 35. Diagrama de flujo de la estrategia de modulación por vector espacial SVM por el método de la descomposición o simplificado.

Aplicando ahora la ecuación 3.33, el radio o la longitud máxima del vector de referencia para la modulación SSVM de tres niveles es:

$$R = |\overrightarrow{V_{ref,MAX}}| = \frac{2V_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (3.53)$$

En términos de tensión línea a línea, la longitud máxima del vector de referencia es  $\sqrt{3}$  veces el obtenido en la ecuación 3.53, es decir, la longitud máxima de este vector es:

$$V_{1,abmax} = 2V_{dc} \quad (3.54)$$

Es preciso recordar que los anteriores límites establecidos para las tensiones de fase y línea en las ecuaciones 3.53 y 3.54 proporcionan la máxima amplitud de primer armónico que el inversor puede entregar en la forma de onda en análisis, esto realizado a partir de la transformada rápida de Fourier (FFT). Es decir, si se genera el vector de referencia con la longitud indicada en 3.53, se espera que la tensión de primer armónico de la tensión línea a línea  $V_{l-l}$  sea  $V_{1,l-l} = 2V_{dc}$ .

En la figura 36b se muestra la gráfica de la tensión de salida línea a línea  $V_{ab}$  de un inversor multinivel CHB trifásico de tres niveles bajo la estrategia de modulación SSVM. Esta forma de onda se obtuvo para una tensión de bus de continua de  $V_{dc} = 20[V]$ , tensión de referencia línea a línea de  $V_{ref} = 23.094[V]$ , frecuencia de muestreo de  $f_c = 1.2[kHz]$  y frecuencia de la referencia  $f_{ref} = 60[Hz]$ . Aplicando la FFT a la forma de onda de salida se obtiene una tensión de primer armónico en la tensión de salida de  $V_{1,l-l} = 39[V]$ .

En cuanto a la respuesta en frecuencia mostrada en la figura 36c, se observa el primer grupo armónico centrado en la frecuencia de muestreo  $f_c$  y armónicos pares e impares de banda lateral alrededor de  $f_c$  múltiplos de la frecuencia de referencia  $f_{ref}$ . Comparando este espectro con las demás estrategias, se observan la

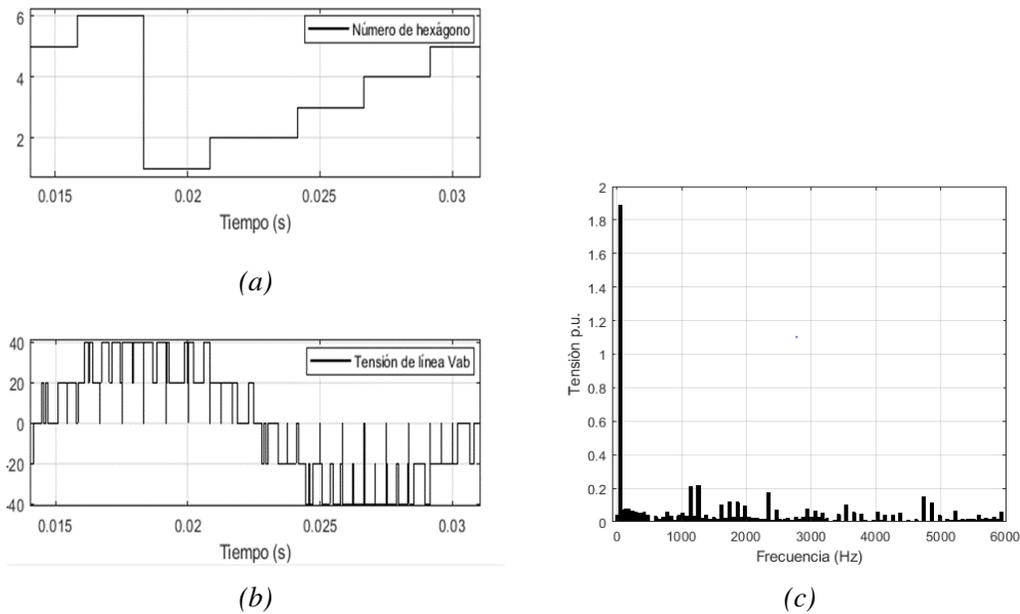


Figura 36. Formas de onda para el inversor CHB de tres niveles trifásico con modulación SSVM-PWM: (a) localización del vector giratorio de referencia en los seis hexágonos del diagrama de vectores espaciales, (b) forma de onda de la tensión línea a línea  $V_{ab}$  y (c) respuesta en frecuencia de la tensión  $V_{ab}$ . Estas formas de onda fueron tomadas bajo las condiciones de  $m_a = 1.1547$ ,  $m_f = 20$ ,  $f_{ref} = 60[Hz]$  y  $V_{dc} = 20[V]$ .

generación de armónicos de baja frecuencia de baja magnitud cerca al armónico fundamental.

**3.3.4.2 Modulación del inversor multinivel trifásico CHB de 5 niveles** La gráfica 31b muestra la representación en el plano  $\alpha\beta$  de los vectores espaciales del inversor multinivel trifásico CHB de cinco niveles. Esta gráfica se puede replantear a partir de lo mostrado en la figura 37. En esta figura se identifican dos zonas específicas: en la zona 1 (región central oscura) se aprecia un hexágono de tres niveles y en la zona 2 se observa un anillo de 18 hexágonos de dos niveles superior a la zona 1, donde se observa la enumeración de cada hexágono y el intervalo de fase que separa cada uno del otro.

Tomando en cuenta lo mostrado en la figura 37, es posible modular el vector de referencia  $\vec{V}_{ref}$  mediante la identificación primaria de la zona en la cual se encuentre este mismo, siendo estas la zona 1 (hexágono

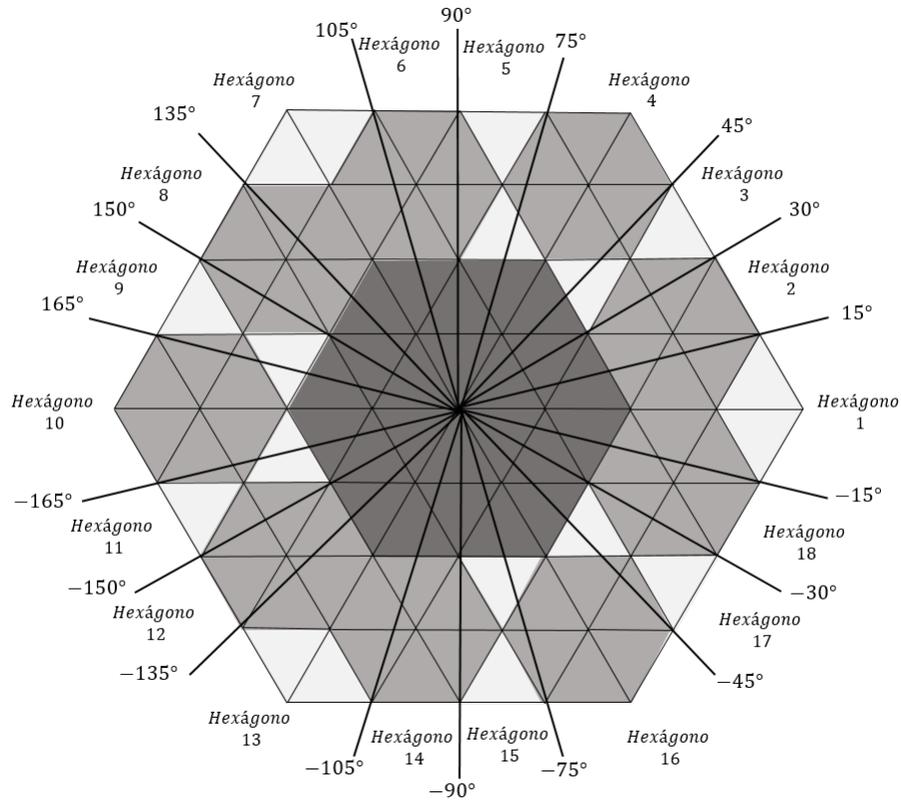


Figura 37. Diagrama modificado de vectores espaciales del inversor trifásico de CHB de cinco niveles para modulación por vector espacial simplificada (SSVM).

de tres niveles) y la zona 2 (anillo exterior de 18 hexágonos de 2 niveles). Lo anterior se realiza por medio del cálculo de la longitud del vector espacial de referencia  $\vec{V}_{ref}$  y su comparación con el límite máximo de modulación para el hexágono de tres niveles, esto es, el máximo radio del círculo inscrito en el hexágono expresado en la expresión 3.33, el cual se encuentra expresado en la ecuación 3.53.

Lo anterior se ejemplifica por medio del diagrama de bloques presentado en la figura 38, en donde la expresión  $|V_{max,1}|$  se refiere a la magnitud expresada en 3.53 y representa la condición fundamental para la modulación del vector de referencia a partir del cálculo de la longitud del vector de referencia  $\vec{V}_{ref}$  en el plano  $\alpha\beta$ . Por lo tanto, esta se realiza ya sea aplicando la técnica de modulación SSVM de tres niveles presentada en la subsección anterior, o por la modulación a través de los 18 hexágonos de dos niveles la cuál se discutirá enseguida.

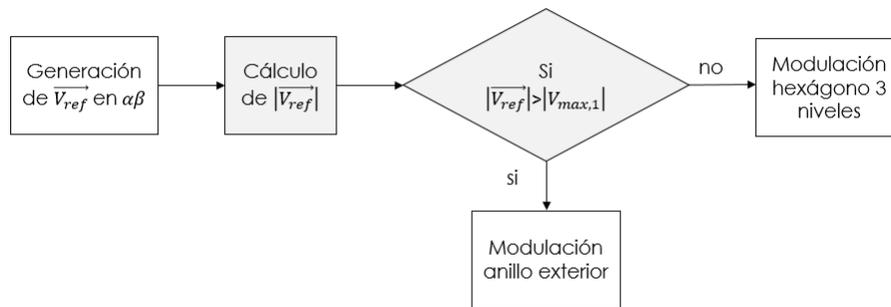


Figura 38. Diagrama de bloques representativo de cálculo de la longitud del vector de referencia para la modulación del inversor trifásico CHB de cinco niveles.

En la tabla 9 se muestran enumerados los 18 hexágonos de dos niveles que componen el anillo exterior del diagrama de vectores espaciales. En esta se muestran los estados centrales de cada hexágono, codificados de acuerdo la tensión proporcionada por fase mostrada en la tabla 6, cada valor del estado en coordenadas  $\alpha\beta$  y el intervalo de fase para localización del vector de referencia para cada hexágono.

En el ejemplo mostrado en la figura 39, se muestra el vector de referencia  $\vec{V}_{ref}$  con magnitud superior a la expresada en la expresión 3.33, por este hecho el inversor será modulado por medio del anillo de 18 hexágonos de dos niveles. Posteriormente, se compara la fase del vector de referencia  $\vec{V}_{ref}$ , dada por el ángulo  $\theta$ , con los intervalos de fase mostrados en la figura 37 y la tabla 9, por lo cual se localiza el vector de referencia en el hexágono 7 con vectores espaciales cero (0,3,0) y (1,4,1).

A continuación, se obtiene el vector remanente a partir de la expresión 3.51, donde para  $\vec{V}_{Hx7}$  se utiliza su coordenada en  $\alpha\beta$  mostrada en la tabla 9 para el hexágono 7. Enseguida, se calcula la fase del vector de referencia remanente, ángulo  $\gamma$  en la figura 39, para ser comparado con cada uno de los intervalos de fase definidos en la tabla 5 para el hexágono de dos niveles, lo anterior para localizar el vector de referencia

Tabla 9

Estados de conmutación de centros de hexágonos de dos niveles y sus valores en el plano  $\alpha\beta$  para modulación de inversor multinivel SSVM trifásico de cinco niveles.

Hexágono	Estado de conmutación	Valor en $\alpha\beta$	Fase $\vec{V}_{ref}$ para localización
1	300 411	$3\frac{2}{3}V_{dc}$	-15° a 15°
2	310 421	$\frac{2}{3}V_{dc}(3 + e^{\frac{2\pi j}{3}})$	15° a 30°
3	320 431	$\frac{2}{3}V_{dc}(3 + 2e^{\frac{2\pi j}{3}})$	30° a 45°
4	330 441	$\frac{2}{3}V_{dc}(3 + 3e^{\frac{2\pi j}{3}})$	45° a 75°
5	230 341	$\frac{2}{3}V_{dc}(2 + 3e^{\frac{2\pi j}{3}})$	75° a 90°
6	130 241	$\frac{2}{3}V_{dc}(1 + 3e^{\frac{2\pi j}{3}})$	90° a 105°
7	030 141	$\frac{2}{3}V_{dc}3e^{\frac{2\pi j}{3}}$	105° a 135°
8	031 142	$\frac{2}{3}V_{dc}(3e^{\frac{2\pi j}{3}} + e^{\frac{4\pi j}{3}})$	135° a 150°
9	032 143	$\frac{2}{3}V_{dc}(3e^{\frac{2\pi j}{3}} + 2e^{\frac{4\pi j}{3}})$	150° a 165°
10	033 044	$\frac{2}{3}V_{dc}(3e^{\frac{2\pi j}{3}} + 3e^{\frac{4\pi j}{3}})$	150° a -165°
11	023 034	$\frac{2}{3}V_{dc}(2e^{\frac{2\pi j}{3}} + 3e^{\frac{4\pi j}{3}})$	-165° a -150°
12	013 124	$\frac{2}{3}V_{dc}(e^{\frac{2\pi j}{3}} + 3e^{\frac{4\pi j}{3}})$	-150° a -135°
13	003 114	$\frac{2}{3}V_{dc}3e^{\frac{4\pi j}{3}}$	-135° a -105°
14	103 214	$\frac{2}{3}V_{dc}(1 + 3e^{\frac{4\pi j}{3}})$	-105° a -90°
15	203 314	$\frac{2}{3}V_{dc}(2 + 3e^{\frac{4\pi j}{3}})$	-90° a -75°
16	303 414	$\frac{2}{3}V_{dc}(3 + 3e^{\frac{4\pi j}{3}})$	-75° a -45°
17	302 413	$\frac{2}{3}V_{dc}(3 + 2e^{\frac{4\pi j}{3}})$	-45° a -30°
18	301 412	$\frac{2}{3}V_{dc}(3 + 1e^{\frac{4\pi j}{3}})$	-30° a -15°

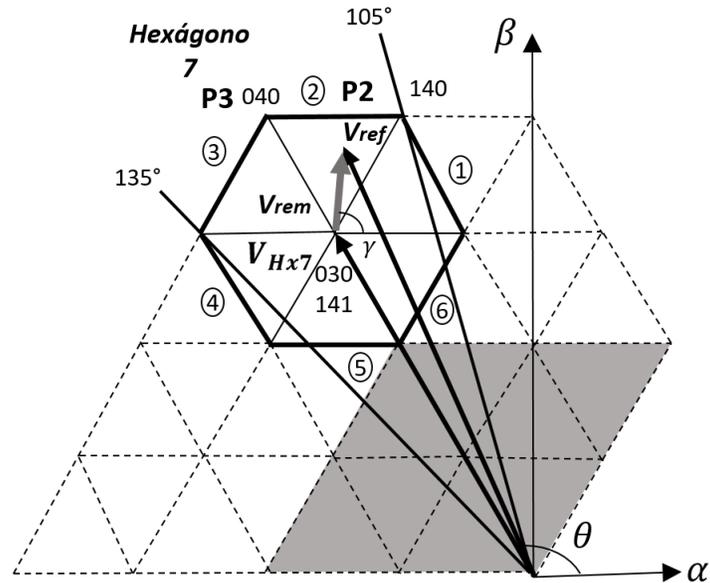


Figura 39. Ejemplo de localización de vector de referencia en el hexágono 7 del diagrama de vectores espaciales del inversor multinivel CHB de cinco niveles.

remanente  $\vec{V}_{rem}$  en uno de los seis triángulos que componen este hexágono y obtener los ciclos de trabajo y los dos vectores activos restantes. De acuerdo a lo mostrado en 39, este vector se encuentra en el triángulo 2.

Para el cálculo de los ciclos de trabajo, se utilizan las expresiones mostradas para el inversor de dos niveles en 3.28-3.29-3.30-3.31.

Por último, se define la secuencia de conmutación definida a partir del número de triángulo ya obtenido. En este caso, se utiliza la regla de presentada en la tabla 8. Teniendo en cuenta lo ya descrito en la modulación del inversor multinivel de tres niveles, la secuencia de conmutación para este ejemplo será en el *modo 1*:  $(1,4,1) \rightarrow (1,4,0) \rightarrow (0,4,0) \rightarrow (0,3,0)$ . Para el *modo 2*:  $(0,3,0) \rightarrow (0,4,0) \rightarrow (0,4,1) \rightarrow (1,4,1)$ . Estos estados se decodifican de acuerdo al nivel de tensión de salida por fase, esto con la ayuda de las tablas 6 y 2.

Finalmente, el máximo vector de referencia para la modulación SSVM en el inversor multinivel trifásico de cinco niveles se define, al igual que para las metodologías de dos y tres niveles, con el radio del círculo inscrito en el último hexágono del diagrama de vectores espaciales del inversor. Con este propósito, la longitud de los lados del hexágono externo tiene una magnitud de:

$$l_{hex} = |\vec{V}_n| = \frac{8V_{dc}}{3} \quad (3.55)$$

Aplicando ahora la ecuación 3.33, el radio o la longitud máxima del vector de referencia para la modulación SSVM-PWM de cinco niveles es:

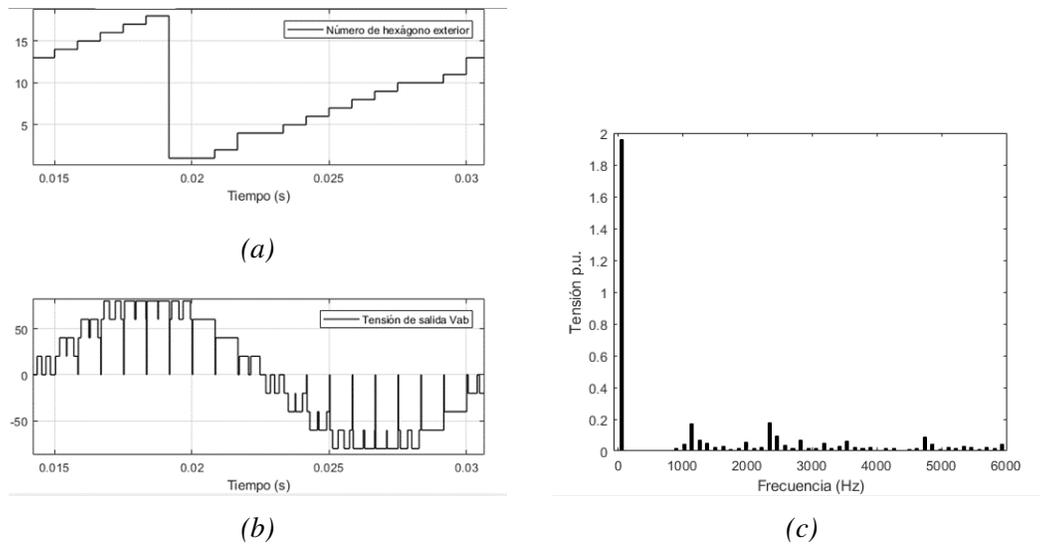
$$R = |\vec{V}_{ref,MAX}| = \frac{4V_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (3.56)$$

En términos de tensión línea a línea  $V_{ab}$ , la longitud máxima del vector de referencia es  $\sqrt{3}$  veces el obtenido en la ecuación 3.53, es decir, la longitud máxima de este vector para el inversor trifásico de cinco niveles es:

$$V_{1,abmax} = 4V_{dc} \quad (3.57)$$

En la figura 40b se muestra la gráfica de la tensión de salida línea a línea  $V_{ab}$  de un inversor multinivel CHB trifásico de cinco niveles bajo la estrategia de modulación SSVM. Esta forma de onda se obtuvo para una tensión de bus de continua de  $V_{dc} = 20[V]$ , tensión de referencia línea a línea de  $V_{ref} = 32.659[V]$ , frecuencia de muestreo de  $f_c = 1.2[kHz]$  y frecuencia de la referencia  $f_{ref} = 60[Hz]$ . Aplicando la FFT a la forma de onda de salida se obtiene una tensión de primer armónico en la tensión de salida de  $V_{1,l-l} = 79.31[V]$ .

En cuanto al espectro en frecuencia mostrado en 40c, se muestran grupos armónicos de banda lateral impares alrededor de la frecuencia de muestreo  $f_c$  y tampoco se obtienen armónicos de baja frecuencia, por



*Figura 40.* Formas de onda para el inversor CHB de cinco niveles trifásico con modulación SSVMPWM: (a) localización del vector giratorio de referencia en los dieciocho hexágonos exteriores del diagrama de vectores espaciales, (b) forma de onda de la tensión línea a línea  $V_{ab}$  y (c) respuesta en frecuencia de la tensión  $V_{ab}$ . Estas formas de onda fueron tomadas bajo las condiciones de  $m_a = 1.1547$ ,  $m_f = 20$ ,  $f_{ref} = 60[Hz]$  y  $V_{dc} = 20[V]$ .

lo que se generan menos armónicos de este tipo con respecto al espectro mostrado para el inversor multinivel trifásico CHB de tres niveles.

## Capítulo 4

# Criterios de desempeño armónico del Inversor Multinivel

El control de la tensión de salida de los inversores de potencia se acompaña de la generación de armónicos indeseables como resultado de la conmutación del equipo de electrónica de potencia. La necesidad de evaluar el grado en el que los armónicos indeseables son generados durante el proceso de modulación conduce al desarrollo de índices de desempeño básicos los cuáles cuantifican la *distorsión armónica* (D. G. Holmes y Lipo, 2003a).

Específicamente, el análisis se realiza a partir de la representación en series de Fourier de la tensión de salida del inversor. En este sentido, dado que esta señal  $v(t)$  es una función con período  $T$ , el valor medio cuadrático de esta función está dado por:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt} \quad (4.1)$$

Puesto que  $v(t)$  es periódica, esta puede ser representada por series de Fourier:

$$v(t) = V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \text{sen}(n\omega_0 t + \theta_n) \quad (4.2)$$

Donde  $V_0$  es el componente de continua de la señal  $v(t)$ ;  $V_n$  y  $\theta_n$  corresponde al valor pico y fase del  $n$ -ésimo armónico de la señal  $v(t)$ .

Reemplazando 4.2 en 4.1, y luego de hacer unas simplificaciones matemáticas, la expresión queda de la siguiente forma:

$$V_{rms} = \sqrt{V_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n^2}{2}} \quad (4.3)$$

La ecuación 4.3 se puede escribir también en términos de las tensiones eficaces de los armónicos individuales:

$$V_{rms} = \sqrt{V_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} V_{n,rms}^2} \quad (4.4)$$

En la mayoría de los casos la componente fundamental puede ser considerado como la variable deseable de salida, por lo que el resto de esta expresión se considera como distorsión, factorizando se obtiene:

$$V_{rms} = V_{1,rms} \sqrt{1 + \left(\frac{V_0}{V_{1,rms}}\right)^2 + \sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_{n,rms}}{V_{1,rms}}\right)^2} \quad (4.5)$$

A partir de 4.3, 4.4 y 4.5 es posible definir los criterios de desempeño teniendo en cuenta que el componente deseado para todas las tensiones de salida consiste en el armónico fundamental. Por lo tanto, en las sub-secciones posteriores se definen los criterios: Distorsión Armónica Total (THD), Distorsión Armónica Total Ponderada (WTHD), Factor de Distorsión (DF) y Armónica de Orden más Bajo (LOH).

## 4.1. Distorsión Armónica Total (*THD*)

A partir de 4.5, es posible definir la distorsión armónica total como:

$$THD = \sqrt{\left(\frac{V_0}{V_{1,rms}}\right)^2 + \sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_{n,rms}}{V_{1,rms}}\right)^2} \quad (4.6)$$

En donde la tensión eficaz puede expresarse como:

$$V_{rms} = V_{1,rms} \sqrt{1 + THD^2} \quad (4.7)$$

También es posible obtener la expresión para THD en función de los valores pico de los armónicos obtenidos a través de la transformada de Fourier, esta queda expresada como:

$$THD = \sqrt{\left(\frac{2V_0}{V_1}\right)^2 + \sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{V_1}\right)^2} \quad (4.8)$$

## 4.2. Distorsión Armónica Total Ponderada (*WTHD*)

Continuando con la obtención de THD para formas de onda en corriente, esta se puede expresar de la siguiente forma (D. G. Holmes y Lipo, 2003a):

$$THD_i = \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} I_n^2} \quad (4.9)$$

Puesto que la forma de onda en corriente es dependiente de la impedancia de carga, esta misma no puede ser predecida o caracterizada. Sin embargo, en muchas aplicaciones la carga puede ser caracterizada por una inductancia de pérdidas. En este caso, las amplitudes de las corrientes armónicas puede ser aproximada a la expresión:

$$I_n \cong \frac{V_n}{n\omega_1 L} \quad \text{con } n \neq 0 \quad (4.10)$$

Donde  $\omega_1$  es la frecuencia angular del componente fundamental de la forma de onda de corriente. Asumiendo la inexistencia del componente DC, la expresión 4.10 se reemplaza en 4.9 para obtener:

$$THD_i = \frac{1}{\omega_1 L} \sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n}\right)^2} \quad (4.11)$$

Normalizando esta expresión con respecto a la cantidad  $(V_1/\omega_1 L)$  la Distorsión Armónica Total Ponderada (WTHD) se define como:

$$WTHD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n}\right)^2}}{V_1} \quad (4.12)$$

No sobra señalar que la inductancia  $L$  en la expresión normalizada puede corresponder a la inductancia de dispersión total de una máquina eléctrica, la cual tiene que tener en cuenta las inductancias de dispersión del estator ( $L_1$ ), rotor ( $L_2$ ) e inductancia de magnetización ( $L_m$ ) que se pueden generalizar mediante la siguiente expresión (D. G. Holmes y Lipo, 2003a):

$$L_\sigma = L_1 + \frac{L_m L_2}{L_m + L_2} \quad (4.13)$$

Para el caso de un motor de inducción, la cantidad normalizadora  $V_1/\omega_1 L_\sigma$  corresponde a la máxima corriente transitoria del motor trifásico de inducción (D. G. Holmes y Lipo, 2003a). En resumen, el criterio WTHD se interpreta como la distorsión armónica total en corriente bajo una carga inductiva.

### 4.3. Factor de Distorsión (DF)

Generalmente en todas las aplicaciones de electrónica de potencia la salida del inversor de potencia se acompaña de un filtro que ayuda a atenuar los armónicos de mayor orden (Rashid, 2009). Con este propósito, el factor de distorsión (DF) indica la cantidad de distorsión armónica que queda en una forma de onda luego de someter sus armónicos a una atenuación de segundo orden, es decir, dividirlos entre  $n^2$ . Por lo tanto, el factor de distorsión se expresa matemáticamente como:

$$DF = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2}\right)^2} \quad (4.14)$$

Este factor también se puede evaluar para cada armónico individualmente, tal como:

$$DF_n = \frac{V_n}{V_1 n^2} \quad \text{para } n > 1 \quad (4.15)$$

### 4.4. Armónico de Orden más Bajo (LOH)

La LOH es aquel componente armónico cuya frecuencia se acerca más al armónico fundamental, y su amplitud es mayor o igual al 3% de su magnitud.

## Capítulo 5

### Prototipo experimental

Con el fin de validar el funcionamiento de la estrategias de modulación PWM presentadas en el el capítulo 3, se implementó un prototipo experimental de inversor multinivel CHB el cuál tiene la configuración en diagrama de bloques mostrada en la figura 41.

En la figura 42 se puede observar una fotografía del prototipo implementado que se relaciona con las etapas ya enunciadas en la figura 41.

A partir de lo anterior, se pueden identificar cuatro etapas principales de las que esta compuesto el prototipo, estas se describirán a continuación.

#### 5.1. Etapa de potencia

La etapa de potencia del prototipo consiste en las fuentes DC aisladas que alimenta cada puente H que componen el inversor multinivel CHB, el inversor CHB y cargas resistivas a la salida del inversor.

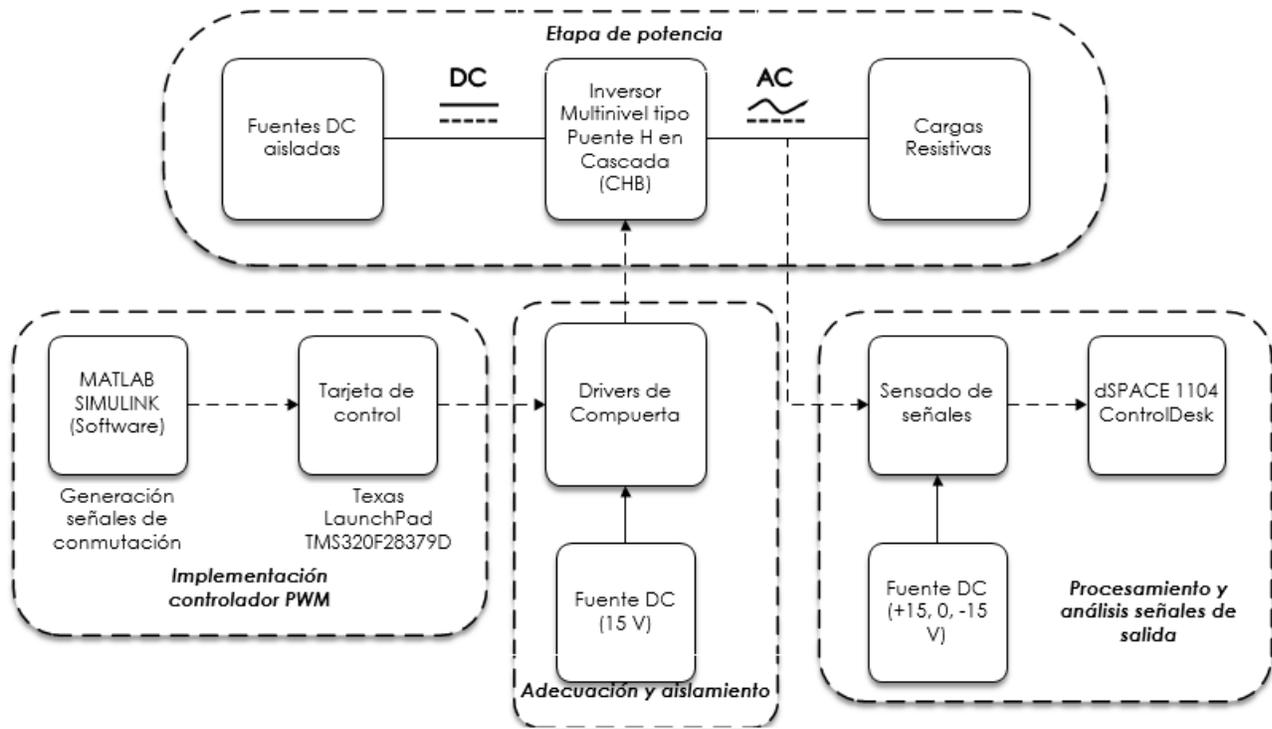


Figura 41. Esquema del prototipo implementado.

Con el propósito de explicar con mayor claridad la etapa de alimentación del inversor se muestra un esquema en la figura 43, la cual contiene los elementos principales utilizados.

De acuerdo a la figura 43, se cuenta con los siguientes elementos:

- Autotransformador trifásico marca De Lorenzo HTN450/8. Este autotransformador proporciona tensiones trifásicas variables línea a línea de máximo 450 [V] y corriente de línea de 8 [A]. Con la ayuda de este dispositivo se regula la tensión en el bus de continua.
- Transformador trifásico marca SIRIO, con relación de tensión 220/126/63. La función principal de este dispositivo consiste en la obtención de tres fuentes independientes de DC a través de las tres fases que componen el devanado secundario de la máquina. Es importante señalar que en este proyecto el número máximo de fuentes DC aisladas requeridas fue seis (6), por lo que para el montaje final del

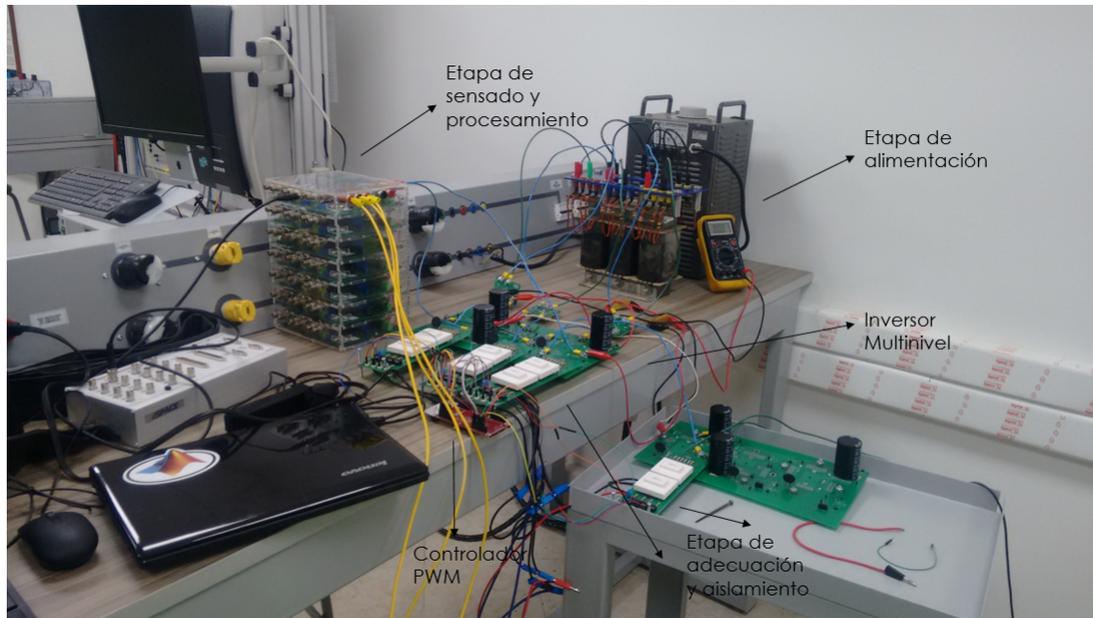


Figura 42. Fotografía del prototipo experimental implementado del inversor multinivel CHB.

proyecto se requirieron de dos (2) transformadores. Además, aprovechando las dos relaciones de tensión con que cuenta el secundario del transformador es sencilla la implementación de la estrategia de modulación híbrida que necesitaba de fuentes DC de distinto valor entre sí, específicamente, se necesitaba que la tensión de un puente H fuera el doble a la del otro conectado en serie.

- Puente rectificador trifásico SK 95 D, entre sus características principales se encuentra una tensión máxima inversa ( $V_{RSM}$ ) de 1200 [V] y corriente directa máxima ( $I_D$ ) de 95 [A]. Para el montaje experimental el rectificador se empleó como puente rectificador monofásico con el propósito de obtener tres salidas en DC aisladas por transformador trifásico, tal como se puede observar en la figura 43, en donde se muestra la configuración para alimentar un solo inversor completo monofásico puente H.
- Termistor marca AMETHERM SL22 1R020, cuentan con una corriente nominal ( $I_n$ ) de 20 [A] y una resistencia al 50% de esta corriente de 0.03 [ $\Omega$ ]. La función principal de este dispositivo consiste en limitar la corriente inicial del capacitor que se prolonga hasta que este adquiera su tensión en estado estable.

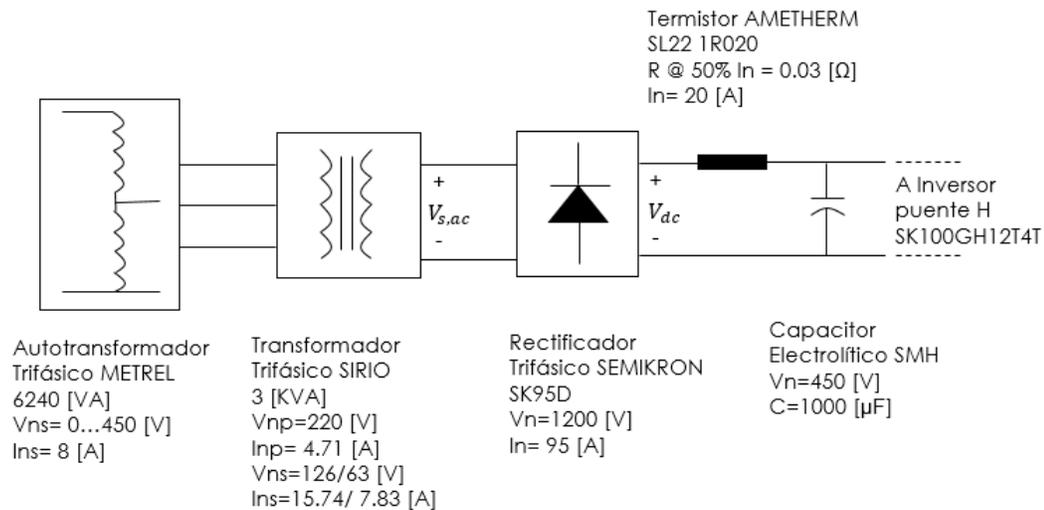


Figura 43. Esquema de la etapa de alimentación implementada para caracterización de inductor monofásico.

- Capacitor electrolítico SMH de 1000 [μF] y tensión nominal de 450 [V], el cual se presta para la regulación del bus de continua de cada inductor monofásico puente H. A este capacitor se le conecta una resistencia en paralelo de descarga de 1 [kΩ].

Finalmente, se describe el inductor de potencia, el cual se compone de módulos puentes H o inductores monofásicos de puente completo los cuáles deben ser alimentados independientemente por fuentes aisladas de DC, estos módulos pueden conectarse en serie o en conexión trifásica dependiendo de la aplicación. En este proyecto de investigación se empleo el módulo SK100GH12T4T de SEMIKRON, el cual consiste en un arreglo de cuatro IGBT's, dos por ramas de conmutación, cada uno con su respectivo diodo en antiparalelo para la conducción de corrientes inversas.

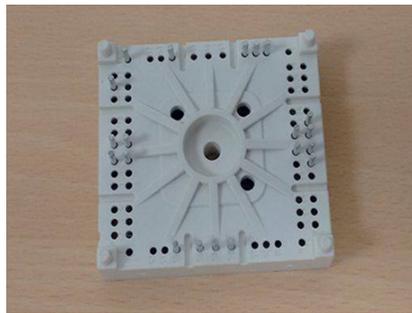
Las características principales del módulo SK100GH12T4T se encuentran expresadas en la tabla 10, entre estas se encuentra la tensión máxima entre colector y emisor ( $V_{CES}$ ), la corriente nominal del módulo ( $I_C$ ), la tensión de saturación de cada IGBT que lo compone ( $V_{CE(sat)}$ ) y por último la resistencia entre

colector y emisor de los mismos ( $r_{CE}$ ). Además, este módulo cuenta con un sensor de temperatura NTC, correspondiendo a un resistor dependiente de la temperatura que muestra la temperatura actual del módulo con disipador, para el caso del dispositivo usado se cuenta con un valor de resistencia a  $25^\circ\text{C}$  de  $R_{NTC} = 5[k\Omega]$  y a  $100^\circ\text{C}$  de  $R_{NTC} = 493[\Omega]$ .

Por último, los módulos puentes H se acoplan con el disipador P16/300 y el ventilador SKF 16A-230-11 ambos de SEMIKRON. Estas referencias se obtuvieron a través de simulaciones realizadas a través del software *semisel* de SEMIKRON para condiciones de corriente y tensión nominal de la topología CHB trifásica de cinco niveles, con módulos puente H de referencia SK100GH12T4T. En la figura 44a se muestra el módulo SK100GH12T4T en su empaquetado SEMITOP, en 44b se muestra la vista superior del circuito impreso de trabajo con tres puentes H soldados a esta misma y en 44c se muestra el circuito impreso de potencia acoplado con el disipador P16/300, el ventilador SKF 16A-230-11 y los circuitos impresos donde se encuentran los drivers y optoacopladores de puerta, los cuales se detallarán próximamente, los cuales conforman el prototipo experimental base para ser utilizado en las aplicaciones propias del inversor multi-nivel CHB.

*Tabla 10*  
*Características principales del módulo IGBT SK100GH12T4T.*

<b>Característica</b>	<b>Condición</b>	<b>Valor y unidad</b>
$V_{CES}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	1200 [V]
$I_C$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	100 [A]
$V_{CE(sat)}$	$I_{Cnom} = 100[\text{A}], V_{GE} = 15[\text{V}]$	1.8 [V]
$r_{CE}$	$V_{GE} = 15[\text{V}]$	10[m $\Omega$ ]



(a)



(b)



(c)

*Figura 44.* Módulo SK100GH12T4T puente H: (a) empaquetado, (b) vista superior del circuito impreso con tres módulos incrustados y (c) prototipo experimental con circuitos impresos de potencia y control.

## 5.2. Implementación del controlador PWM

La implementación del controlador para la modulación por ancho de pulso (PWM) de los dispositivos de conmutación se constituye de dos elementos fundamentales: el software de implementación de las estrategias (MATLAB/Simulink) y la tarjeta de control (Texas LaunchPad TMS320F28379D) encargada del envío físico de los pulsos de conmutación al inversor a través de la etapa de adecuación y aislamiento.

En primer lugar, el entorno Simulink es un ambiente de diseño, simulación y modelado para sistemas dinámicos y embebidos a través de esquemas con diagramas de bloques con un conjunto de librerías de bloque ajustables, así como código realizado con MATLAB. Simulink soporta:

- Diseño a nivel de sistema.
- Simulaciones.
- Generación de código C/C++ automático.
- Prueba y verificación de sistemas embebidos.

Simulink puede extender sus propiedades a través de la instalación de herramientas adicionales, entre estas se puede encontrar *Simulink Coder*, el cuál genera código fuente C y C++ desde diagramas de Simulink y funciones de MATLAB. Este código fuente generado puede ser usado para aplicaciones en tiempo real y no real, incluyendo simulación acelerada, prototipado rápido, y pruebas *hardware-in-the-loop*. Por otra parte, *Embedded Coder* genera código fuente C y C++ para procesadores embebidos usados en producción en masa, extendiendo las características de *Simulink Coder* en cuanto a optimización avanzada para el control preciso de las funciones, archivos y datos generados. Estas optimizaciones mejoran la eficiencia del código y facilitan la integración con los tipos de datos. Además, es posible incorporar paquetes de soporte externos

para construir y ejecutar sistemas embebidos tarjetas de rápido prototipado.

En este sentido, dentro de los paquetes de soporte externos se destaca *Embedded Coder* para microcontroladores de Texas Instruments C2000, en donde, el código fuente generado por Simulink en C/C++ puede ser compilado y ejecutado sobre microcontroladores C2000 de Texas Instruments (TI) usando el entorno de desarrollo *Code Composer Studio*.

Dentro de las principales características del paquete de soporte Embedded Coder para microcontroladores TI C2000 se encuentran:

- Ejecución y construcción automática.
- Librerías para periféricos en tarjeta, tales como: ADC, I/O digitales, ePWM, SPI, I2C, entre otras.
- Ajuste en tiempo real de parámetros del sistema a través de la ejecución en modo externo.
- Capacidad para desempeñar pruebas de procesador-en-el-bucle (PIL) con perfil de ejecución.

Con este propósito, con el fin de ejecutar los algoritmos desarrollados en Simulink en la tarjeta LaunchPad TMS320F28379D se utilizó el paquete de soporte Embedded Coder para los microcontroladores C2000.

En la figura 45 se muestra el esquema del controlador PWM a lazo abierto para las estrategias de modulación del inversor trifásico CHB de tres niveles, para las cuáles se envían 12 pulsos de conmutación. Tal como se puede observar en la figura, para todas las estrategias se hace el cálculo de los ciclos de trabajo en Simulink para ser enviados automáticamente a través de los puertos I/O digitales dispuestos a través del paquete de soporte ya descrito, este programa queda cargado en la tarjeta Texas LaunchPad TMS320F28379D para que los pulsos sean enviados físicamente a la etapa de adecuación y aislamiento, y posteriormente a las

puertas de los dispositivos de conmutación.

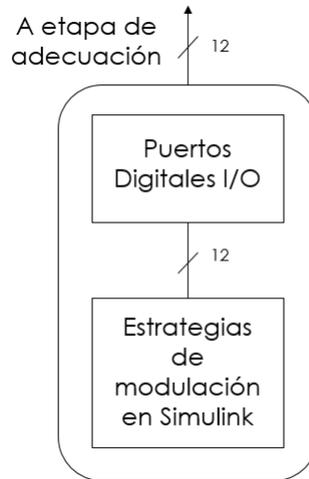


Figura 45. Diagrama de generación de pulsos de conmutación a través de la tarjeta LaunchPad TMS320F28379D.

En la figura 46 se observa una imagen del software implementado para la estrategia PS-PWM trifásico de tres niveles para el inversor CHB en Simulink. Los subsistemas encierran la implementación del algoritmo de acuerdo a lo ya explicado en el capítulo 3.3.2, las cajas de puertos digitales I/O corresponden a pines ya asignados dentro de la tarjeta de control, por último la caja *Discrete* corresponde a la frecuencia de muestreo establecida para esta simulación de  $F_m = 100[kHz]$ .

### 5.3. Etapa de Adecuación y Aislamiento

Esta etapa comprende el circuito de acoplamiento entre las señales lógicas suministradas por la tarjeta de control Texas LaunchPad TMS320F28379D hacia las puertas de los dispositivos de conmutación.

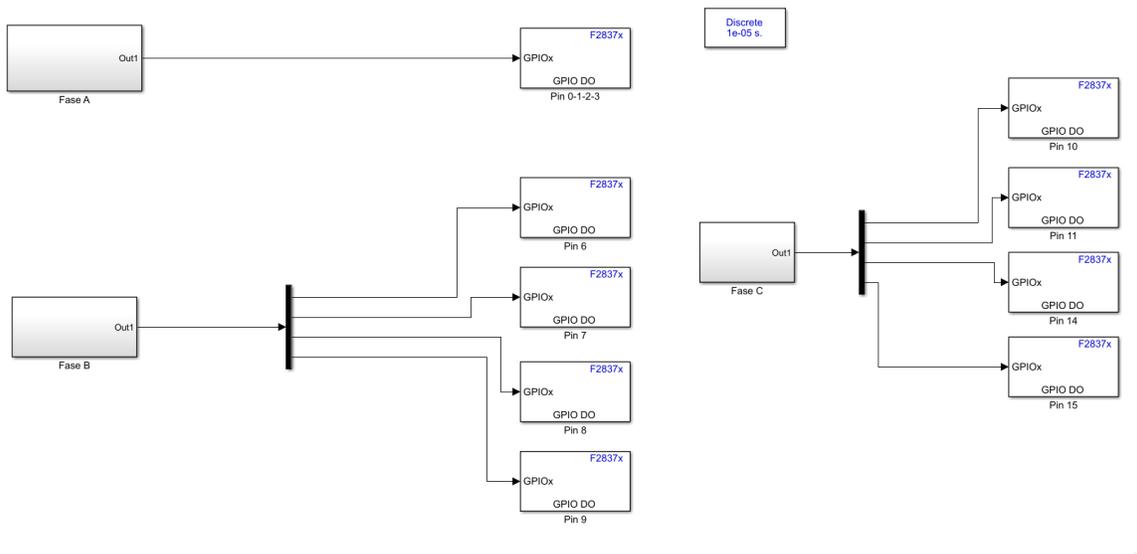


Figura 46. Esquema de la etapa de alimentación implementada para la generación de los pulsos de conmutación del inversor trifásico CHB de tres niveles.

En primer lugar, las señales lógicas de salida de la Texas TMS320F28379D varían entre una tensión de 0 y 3.3[V], mientras que la tensión de entrada de los drivers de puerta tienen que variar de 0 a 15[V]. Con el fin de adecuar estos niveles y proporcionar un aislamiento efectivo entre los drivers y el microcontrolador Texas, se implementó el optoacoplador HCPL 3120. Este optoacoplador es bastante robusto puesto que puede entregar corrientes de hasta 2.5 [A] y soportar una tensión máxima  $V_{cc}$  de 35 [V].

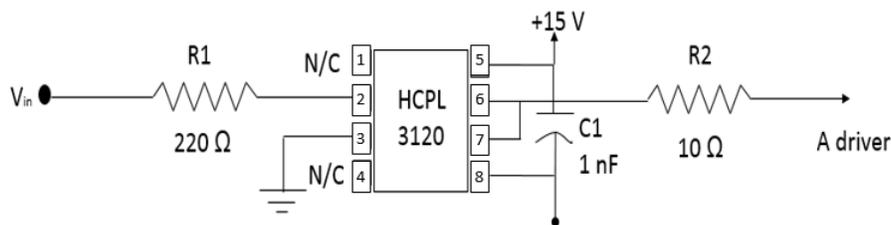


Figura 47. Esquema de conexión del optoacoplador HCPL 3120.

El esquema de conexión del optoacoplador se muestra en la figura 47, en esta se puede identificar el los

resistores limitadores de corriente  $R_1$  y  $R_2$ , un capacitor de *bypass*  $C1$  entre los terminales  $V_{cc}$  de alimentación del optoacoplador la cual se establece en +15 V.

Posteriormente, se encuentra el driver de control de cada interruptor. Estos dispositivos son los encargados directos de convertir los comandos lógicos suministrados en el cambio de estado de los interruptores del inversor. Con este propósito, para encender un IGBT es necesario una inyección de corriente transitoria en la puerta para luego mantener una tensión fija en este terminal, por otra parte, para apagar el interruptor se necesita un flujo inicial de corriente con polaridad opuesta al encendido, para luego mantener una tensión negativa o nula en el terminal de puerta (D. G. Holmes y Lipo, 2003b).

Para el prototipo experimental se escogió el driver SKHI 22AR de SEMIKRON a partir de simulaciones realizadas en el software *semisel* de SEMIKRON. Este dispositivo adecua las señales para una rama de conmutación del puente H, por lo que es necesario conectar dos driver por módulo puente H. Las características eléctricas para resaltar de este dispositivo se resaltan en la tabla 11, donde se muestra la tensión de alimentación ( $V_s$ ) típica, esta igual a la salida  $V_{cc}$  del optoacoplador HCPL, corriente máxima de entrada ( $I_s$ ); tensión de encendido de IGBT ( $V_{G(on)}$ ), tensión de apagado de IGBT ( $V_{G(off)}$ ) y resistencia entre puerta y emisor ( $R_{GE}$ ).

*Tabla 11*  
*Características principales del driver SKHI 22AR.*

<b>Característica</b>	<b>Valor y unidad</b>
$V_s$	15 [V]
$I_s$	290 [mA]
$V_{G(on)}$	15 [V]
$V_{G(off)}$	0 [V]
$R_{GE}$	15[k $\Omega$ ]

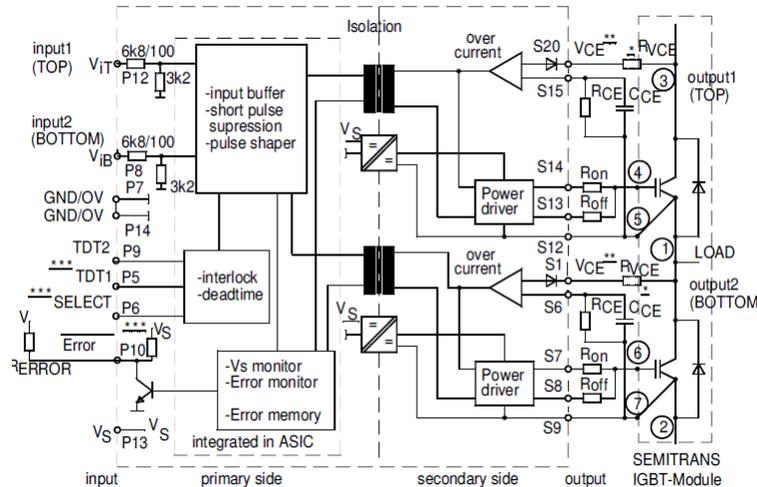


Figura 48. Esquema de conexión interna y externa del driver SKHI 22AR. Adaptado de SKHI 22AR. Hoja de datos. [En línea]. (Recuperado en 8 de Junio de 2017). Disponible en <https://www.alliedelec.com/m/d/25d9e08aca8233d53f9a8609f2a0ac2d.pdf>.

El driver SKHI 22AR proporciona una serie de funcionalidades, las cuales se observan en su esquema interno y externo que se muestra en la figura 48. A partir de lo anterior, se pueden identificar las siguientes funciones:

- Circuito de enclavamiento y generación de tiempo muerto:** Puesto que el driver SKHI 22AR controla una rama de conmutación de dos IGBTs, es necesario que si uno de estos está encendido, el otro IGBT debe estar abierto, por lo que el driver genera un tiempo muerto entre las dos conmutaciones a través del circuito de enclavamiento. Para esta aplicación se trabajó un tiempo muerto de  $4.3[\mu s]$ .
- Supresión de pulsos de corta duración:** Con el fin de proteger los dispositivos de conmutación de pulsos de conmutación de alta frecuencia, el driver suprime pulsos que tengan una duración por debajo de  $500 [ns]$ .
- Monitorización de la fuente de suministro de potencia ( $V_s$ ):** El driver envía una señal de error por uno

de sus pines (P10) si la tensión regulada de 15 [V] cae por debajo de los 13 [V].

- **Monitorización de cortocircuito:** En caso de cortocircuito en los IGBTs, una señal de error es transmitida vía el pin  $V_{CE}$  del driver hacia los transformadores de pulso, para registrarse el pin de salida P10. Esta señal bloquea automáticamente todos los dispositivos de conmutación.
- **Arreglo de transformadores de pulso:** El arreglo de transformadores consiste en dos transformadores de pulso. El primero de estos es usado tanto para la transmisión bidireccional de las señales de encendido y apagado de los dispositivos de conmutación como la retroalimentación de las señales de error entre el lado primario y secundario, mientras el segundo corresponde a un convertidor DC/DC que actúa como separador de potencial y fuente de suministro entre los dos lados del transformador. La tensión de aislamiento para este driver es  $2500[V_{AC}]$ .
- **Control de las puertas:** El accionamiento de las compuertas de los IGBTs se realiza por medio de la activación de MOSFET de potencia. La velocidad con la cuál se encienden o apagan los dispositivos se ajustan de acuerdo a los resistores  $R_{ON}$  y  $R_{OFF}$ , tal como se muestra en la figura 48. Para el prototipo desarrollado, los valores de estos resistores se determinaron a partir de la guía presentada en la hoja de datos del driver, siendo  $R_{ON} = R_{OFF} = 15[\Omega]$ .
- **Monitorización de la tensión  $V_{CE}$  de los IGBTs:** La monitorización  $V_{CE}$  controla la tensión entre colector y emisor de los IGBTs durante su estado de encendido, está se limita internamente en 10 [V]. Si la tensión de referencia  $V_{CEref}$  es excedida, el IGBT se apagará y una señal de error será enviada. La tensión de referencia  $V_{CEref}$  se ajusta por medio del resistor externo  $R_{CE}$  y el capacitor  $C_{CE}$ , ubicados

tal como se muestra en la figura 48. Los valores de estos dos componentes se determinan a través de la guía de la hoja de datos, siendo  $R_{CE} = 18[k\Omega]$  y  $C_{CE} = 330[pF]$ .

Finalmente, en la figura 49 se muestra el circuito impreso que contiene los circuitos de optoacoplador HCPL 3120 y driver SKHI 22AR de acuerdo a lo mostrado en los esquemas 47 y 48.



Figura 49. Imagen de circuito impreso realizado con el driver HCPL 3120 y driver SKHI 22AR.

## 5.4. Etapa de sensado y procesamiento de señales

En esta etapa se registran las tensiones y corrientes de salida para el análisis de desempeño armónico efectuado en el proyecto. En la figura 41 se observan los dos componentes básicos de esta etapa, los cuáles consisten en el sensado de las señales de salida, sean corrientes y tensiones del inversor, y su posterior adquisición por parte de la tarjeta dSPACE 1104, específicamente se utiliza el software ControlDesk para la visualización y registro de estas señales, finalmente, se describirá la herramienta *power fftscope* de MATLAB, la cuál es la encargada de realizar la transformada rápida de Fourier (FFT) con los datos regis-

trados en ControlDesk, como parte del procesamiento final que se le realiza a los datos.

Para el sensado de las señales de tensión, se utilizan transductores LV25-P de LEM, en conjunto con una etapa de adecuación realizada mediante el amplificador operacional OP470 de ANALOG DEVICES. El transductor ofrece aislamiento galvánico y es ajustado para obtener una relación de transformación de 250V/5V. La etapa de adecuación se ajusta con una ganancia de 2 V/V, por lo que el sistema total presenta una relación de transformación de 250V/10V. En la figura 50 se presenta una fotografía de los circuitos anteriormente descritos.



*Figura 50.* Imagen de circuito impreso con el transductor de tensión LV25-P y amplificador operacional OP470.

De acuerdo a la figura 41, se puede apreciar que las tarjeta de sensado de tensión son alimentadas con  $\pm 15V$ .

En cuanto a la adquisición de señales, se utilizó la tarjeta de control dSPACE 1104. Esta tarjeta esta diseñada para su uso en el computador y se conecta al puerto PCI (*Peripheral Component Interconnect*) del mismo. Entre las especificaciones para resaltar de esta tarjeta se encuentran:

- Procesador principal de punto flotante Power PC 603e de 64 bits a 250 MHz.
- Un convertidor A/D (ADC1) multiplexado para cuatro canales (señales ADCH1 ... ADCH4). Las principales especificaciones del convertidor son: 16-bit de resolución, rango de tensión de entrada  $\pm 10V$  y tiempo de conversión de 2  $[\mu s]$ .
- Cuatro convertidores A/D (ADC2 ... ADC5) en paralelo con un canal para cada uno (señales ADCH5 ... ADCH8). Las principales especificaciones de los convertidores son: 12 bit de resolución, rango de tensión de entrada  $\pm 10V$  y tiempo de conversión de 800 [ns].

Una de las principales ventajas que ofrece esta tarjeta de control es el hecho que los modelos implementados en MATLAB/Simulink pueden ser programados y ejecutados en esta tarjeta, por medio de la herramienta Real Time Workshop, la cual permite compilar los modelos de Simulink en lenguaje C y volcar el código generado a la dSPACE, la cual puede operar en tiempo real de manera autónoma. Además, la d-SPACE ofrece una toolbox para MATLAB/Simulink llamada rti1104, la cual incluye los diferentes componentes y periféricos de la tarjeta de control. De esta manera, la tarjeta de control se puede programar fácilmente desde Simulink.

En este sentido, para la parte de evaluación del desempeño armónico de las estrategias de modulación se utilizó el puerto ADC5 para adquirir la señales de tensión de salida de las diferentes topologías y estrategias evaluadas a una frecuencia de muestreo de  $F_m = 60[kHz]$ . En la figura 51b se observa la tarjeta dSPACE 1104 con la entrada ADC5 conectada, y en la figura 51a se observa una imagen de la interfaz de Simulink con el puerto ADC5, una ganancia de 250 y la salida de osciloscopio que posteriormente será utilizada en el software ControlDesk.

El software ControlDesk de dSPACE es una herramienta que permite principalmente la adquisición, me-

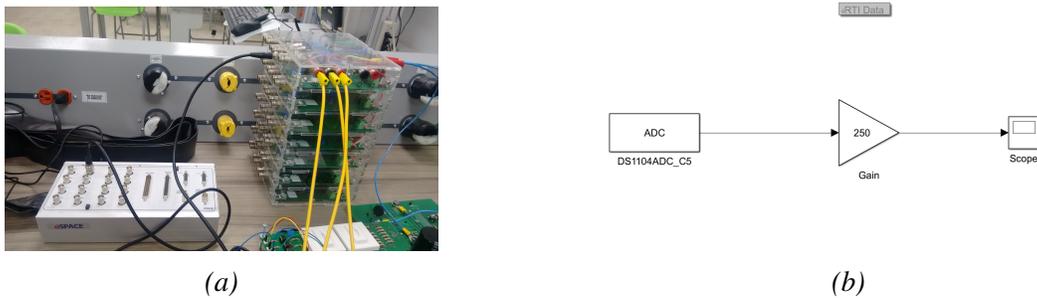


Figura 51. Imagen de la tarjeta dSPACE 1104 conectada a transductor de tensión 51a e imagen de software implementado en Simulink 51b.

didia, calibración y diagnóstico de unidades de control electrónico, además, proporcionando características tales como prototipado de control rápido (RCP) y simulaciones *hardware-in-the-loop*, todo esto sincronizado en tiempo real con sus diferentes plataformas, en este caso la tarjeta dSPACE 1104. Para este proyecto, este software se empleó para visualizar y adquirir, mediante la función recorder, la forma de onda de la tensión de salida para cada una de las topologías y estrategias evaluadas. Una imagen de la interfaz gráfica implementada se puede observar en la figura 52.

Posteriormente, los registros de cada forma de onda fueron exportados a MATLAB con el fin de evaluar los algoritmos de modulación con los criterios de desempeño armónico presentados en el capítulo 4. Esto se realizó con la ayuda de la herramienta de MATLAB denominada *power fftscope*. Esta herramienta proporciona en una estructura tanto las magnitudes y fases de los armónicos de la forma de onda en análisis, como la THD y componente de DC a través de la entrada de datos como: frecuencia fundamental, número de ciclos a analizar y máxima frecuencia a analizar.

Específicamente, para el caso tanto de los casos de simulación como experimentales la frecuencia de muestreo de adquisición de señales fue de  $F_m = 60000$  [Hz] debido a esto solo fue necesario adquirir un ciclo de la señal adquirida para efectuar el análisis con la herramienta, tal como lo muestra la siguiente

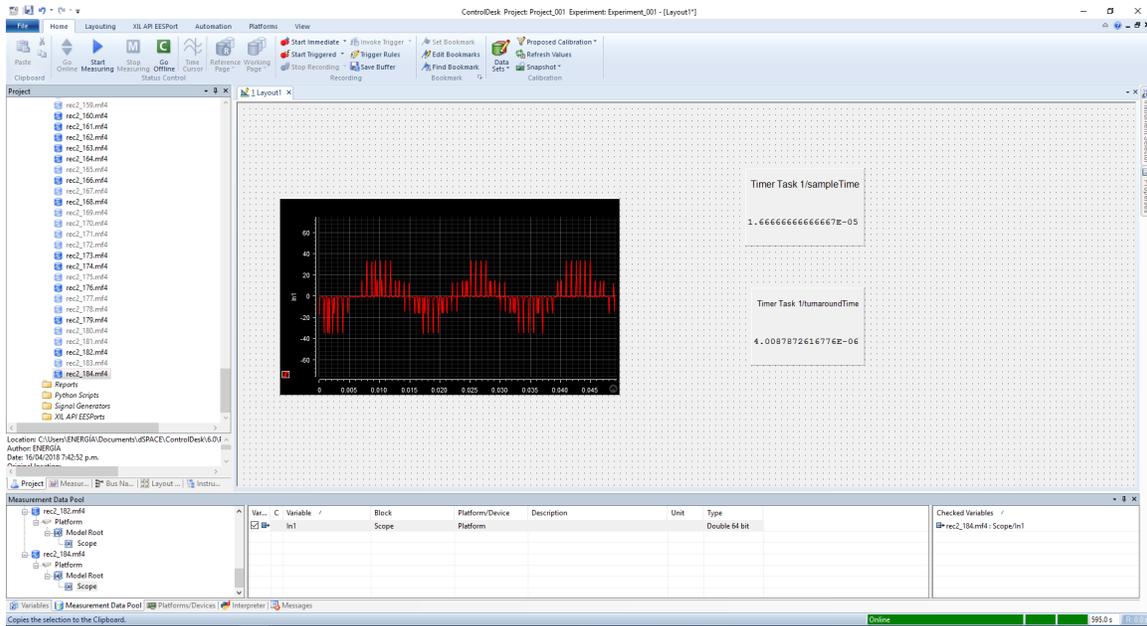


Figura 52. Imagen de interfaz gráfica implementada en ControlDesk para la visualización y registro de la forma de onda de la tensión de salida.

expresión 5.1:

$$\frac{f_{ref}}{F_m} = \frac{60}{60000} = \frac{1}{1000} \quad (5.1)$$

A partir de 5.1, es posible definir que se necesitan 1000 muestras para para efectuar correctamente la FFT. Además, puesto que solo se toma 1 ciclo de la forma de onda, la transformada rápida proporcionara los datos de magnitudes y fases de los armónicos en múltiplos de a frecuencia de referencia (60 Hz).

## Capítulo 6

# Resultados de simulación y experimentales

En este capítulo se presentarán los siguientes casos de simulación y experimentales, según la topología del inversor CHB (monofásico y trifásico) y las estrategias de modulación implementadas (PS-PWM, thPS-PWM, H-PWM, SVM-PWM):

- Inversor monofásico de cinco niveles con modulación PS-PWM y H-PWM.
- Inversor trifásico de tres niveles con modulación PS-PWM, PS-PWM con inyección de tercer armónico (thPS-PWM) y SVM-PWM.
- Inversor trifásico de cinco niveles con modulación PS-PWM, PS-PWM con inyección de tercer armónico (thPS-PWM), H-PWM y SVM-PWM.

Los criterios de comparación entre las estrategias de modulación de cada caso corresponden a la tensión de primer armónico obtenida al realizar la FFT de la forma de onda de la tensión de salida ( $V_1$ ), la Distorsión Armónica Total (THD), Distorsión Armónica Total Ponderada (WTHD), Factor de Distorsión (DF) y Armónico de Menor Orden (LOH), donde estos cuatro últimos fueron presentados en el Capítulo 4.

Adicionalmente, se muestran tanto las formas de onda de las tensiones por fase  $V_{an}$  (inversor monofásico de cinco niveles) y de línea  $V_{ab}$  (inversor trifásico de tres y cinco niveles) obtenidas experimentalmente, así como el espectro en frecuencia de las anteriores formas de onda. Esto se muestra con el fin de comprobar la validez de lo obtenido por simulación para cada una de las estrategias mostradas en el Capítulo 3.

Para la obtención de los resultados se tuvieron en cuenta los siguientes criterios:

- En los resultados experimentales se hizo uso del entorno MATLAB/Simulink, junto con sus herramientas Simscape Power Systems y Embedded Coder Support Package for Texas Instruments c2000 Processors, los detalles a tener en cuenta en este apartado se describen en la sección 5.2 del capítulo 5.
- La frecuencia de señal portadora, para las estrategias PS-PWM, thPS-PWM y H-PWM, y frecuencia de muestreo, para las estrategias de modulación por vector espacial SVM-PWM, para cada estrategia se fija en  $f_c = 1200[Hz]$  y la frecuencia de las señales de referencia en  $f_{ref} = 60[Hz]$ . No sobra aclarar que para la estrategia PS-PWM con inyección de tercer armónico se modifica esta referencia de acuerdo a lo establecido en la sección 3.3.2 del capítulo 3.
- En los resultados de desempeño armónico se muestran resultados discretos de cada factor a través de la variación del índice de modulación en amplitud  $m_a$  entre 0.1 y 1.1547, considerando incrementos de 0.1 y 0.1547, en los intervalos correspondientes a  $0.1 < m_a < 1.1$ , y  $1.1 < m_a < 1.1547$ , respectivamente.
- Para las figuras de formas de onda experimentales y figuras de espectros en frecuencia se analiza para un índice de modulación fijo. Es oportuno aclarar que los niveles proporcionados en la forma de onda de salida no son constantes y varían de acuerdo al índice de modulación, en este caso se muestran el máximo número de niveles al cual puede llegar la topología con la estrategia de modulación aplica-

da, encontrándose este número en casi todas las topologías con índices de modulación en amplitud mayores a 0.7.

## 6.1. Inversor monofásico de cinco niveles con modulación PS-PWM y H-PWM

Para este caso se parte de la topología presentada en la figura 6a. Tal como se había descrito anteriormente, se analizarán los resultados de desempeño armónico, incluyendo la tensión de primer armónico obtenida en todas las formas de onda, el espectro en frecuencia de las formas de onda de la tensión de salida y las formas de onda en tensión de salida del inversor monofásico de cinco niveles.

Para obtener los siguientes resultados se consideraron unas tensiones de  $V_{dc1} = V_{dc2} = 20[V]$  para la estrategia PS-PWM, mientras que para la estrategia H-PWM se consideró una tensión de  $V_{dc1} = 28[V]$ , y para la celda de menor tensión se tomó  $V_{dc2} = 14[V]$ . Para estas dos estrategias se consideró una carga  $R_L = 150[\Omega]$ .

En la figura 53 se muestran los resultados obtenidos en simulación, en la cual se observa una relación lineal entre el índice de modulación en amplitud  $m_a$  y la tensión de salida  $V_{1,an}$  p.u., con una tensión máxima de primer armónico similar entre las dos estrategias. En cuanto al criterio de THD, se muestran resultados similares con una ligera ventaja para la estrategia H-PWM para índices de modulación en amplitud  $m_a < 0.5$ , mientras que para el criterio de DF y WTHD la estrategia PS-PWM proporciona mejores resultados en el intervalo de  $m_a < 0.3$ , por lo demás las estrategias entregan resultados similares. Finalmente, para la armónica de menor orden, se observa un mejor desempeño de la estrategia PS-PWM, puesto que el armónico 80 se aleja más del fundamental comparado con el armónico 40 de la estrategia H-PWM, esto también se observa en la respuesta en frecuencia en simulación, puesto que los grupos armónicos aparecen primero en la estra-

tegia H-PWM que en la PS-PWM, tal como se observa en las figuras 29 y 24.

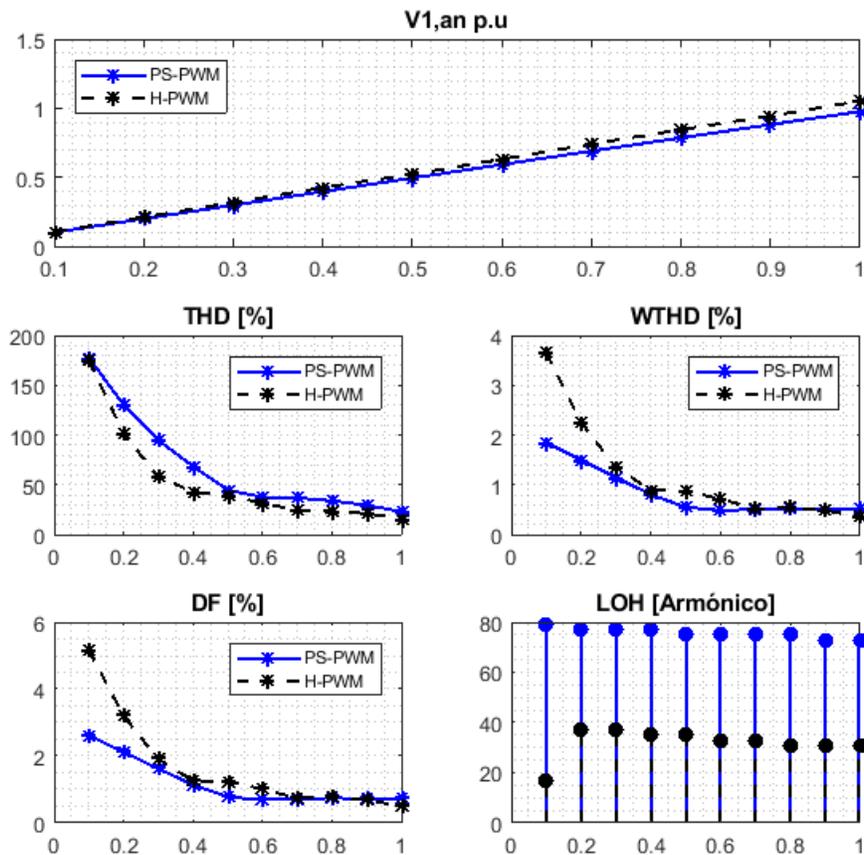


Figura 53. Gráficas de desempeño armónico de las estrategias PS-PWM y H-PWM obtenidas por simulación en función del índice de modulación en amplitud  $m_a$ .

En la figura 54 se muestran los resultados de desempeño armónico experimentales, en los cuáles se observa un comportamiento similar para las dos estrategias en cuanto a la tensión de primer armónico de fase  $V_{1,an}$ , mientras que para los criterios de THD, WTHD y DF la modulación H-PWM proporciona un mejor desempeño con respecto a la estrategia PS-PWM. En cuanto a la LOH, se evidencian armónicos de baja frecuencia ( $2^{th}$  y  $3^{th}$  armónico) para las dos estrategias y todos los índices de modulación analizados.

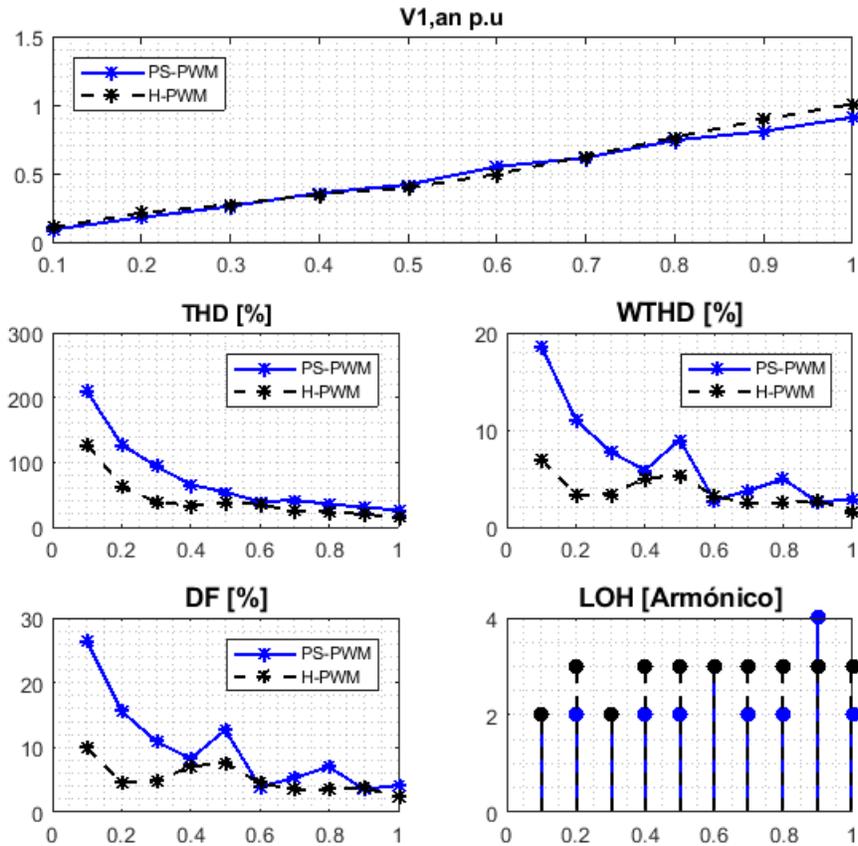
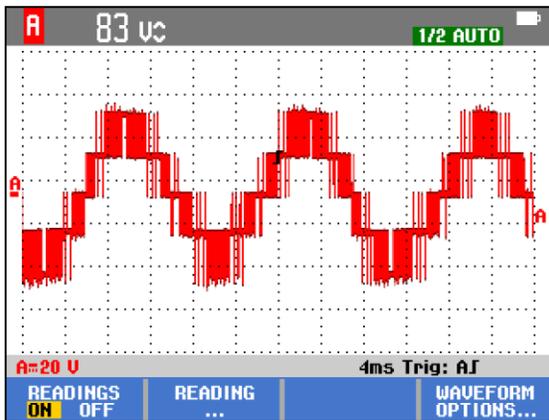


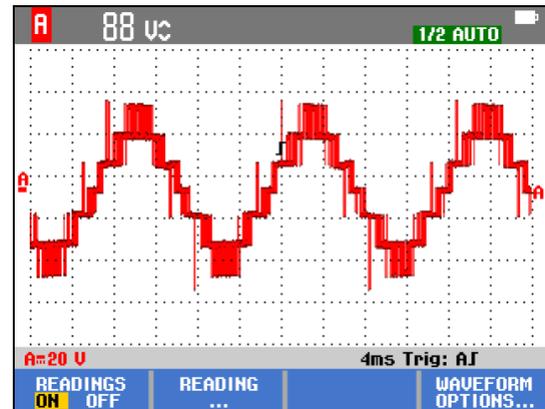
Figura 54. Gráficas de desempeño armónico de las estrategias PS-PWM y H-PWM obtenidas experimentalmente en función del índice de modulación en amplitud  $m_a$ .

En la figura 55 se muestran las formas de onda experimentales para las estrategias PS-PWM (a) y H-PWM (b), para un índice de modulación en amplitud  $m_a = 0.8$ . El número de niveles de estas formas de onda es acorde a lo mostrado en el capítulo 3 en las figuras 24 y 29.

Los armónicos de baja frecuencia observados en el criterio LOH de la figura 54, se detalla en los espectros en frecuencia mostrados en la figura 56. Sin embargo, también existen grupos armónicos localizados en las frecuencias  $4f_c$  y  $2f_c$ , tal como se observa en las figuras 29 y 24 para las estrategias PS-PWM y H-PWM. Cabe anotar que la generación de armónicos de baja frecuencia en los espectros experimentales se obtuvo para todos los casos mostrados, siendo esto una característica inherente a la implementación experimental

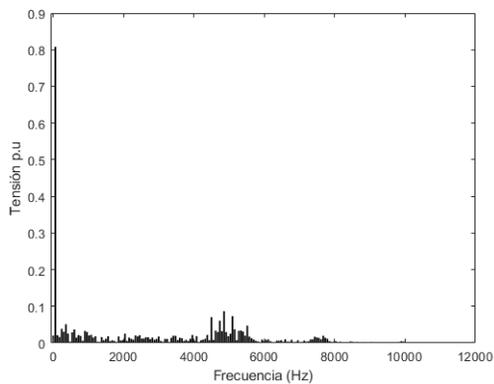


(a) PS-PWM

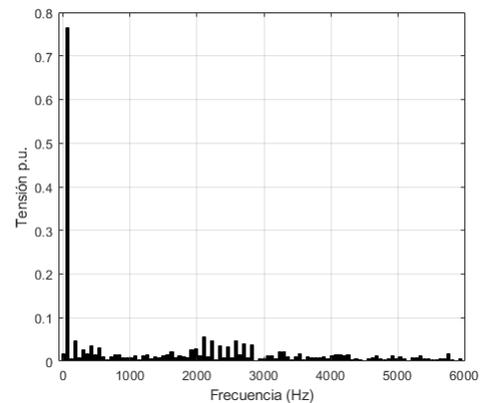


(b) H-PWM

Figura 55. Gráficas de formas de onda de tensión de salida por fase  $V_{an}$  para las estrategias de modulación (a)PS-PWM y (b)H-PWM para un índice de modulación en amplitud  $m_a = 0.8$ .



(a) PS-PWM



(b) H-PWM

Figura 56. Gráficas de espectros en frecuencia FFT para la tensión  $V_{an}$  con modulación: (a)PS-PWM y (b)H-PWM experimentales. Espectros tomados con índice de modulación  $m_a = 0.8$ , tensión base para modulación PS-PWM  $V_b = 40[V]$  y tensión base para modulación H-PWM  $V_b = 42[V]$ .

(Holmes y Lipo, 2009).

## 6.2. Inversor trifásico CHB de tres niveles con modulación PS-PWM, PS-PWM con inyección de tercer armónico (thPS-PWM) y SVM-PWM

Partiendo de la topología presentada en la figura 20, se evalúa el desempeño de las estrategias de modulación PS-PWM, PS-PWM con inyección de tercer armónico (thPS-PWM) y SVM-PWM. En cuanto a los parámetros de entrada, las tensiones en el bus de continua para cada puente-H monofásico se fija en  $V_{dc1} = V_{dc2} = V_{dc3} = 20[V]$ , con una carga de  $R_a = R_b = R_c = 50[\Omega]$  por fase, para cada estrategia de modulación.

En la figura 57 se muestran los resultados por simulación de desempeño armónico, en la cual por datos discretos se comparan las tres estrategias de modulación. Partiendo de lo mostrado, la tensión de primer armónico de línea  $V_{1,ab}$  p.u. muestra una respuesta lineal para las estrategias SVM-PWM y thPS-PWM para todos los índices de modulación, en cambio, la estrategia PS-PWM pierde la linealidad a partir de  $m_a = 1$  y no alcanza la misma tensión que las otras dos estrategias en  $m_a = 1.1547$ . En cuanto a la THD, se observa un mejor comportamiento de la estrategia SVM-PWM para los índices de modulación desde  $m_a = 0.1$  hasta  $m_a = 0.9$ , nivelándose con las otras dos estrategias para los índices restantes. En los criterios de WTHD y DF, se observa un comportamiento similar para las estrategias PS y thPS-PWM para los índices ubicados entre 0.1 y 1, esto hasta que la estrategia PS-PWM pierde su linealidad en  $m_a = 1$ . Para la estrategia SVM-PWM se tiene un mínimo de estos criterios en  $m_a = 0.7$  seguido de un incremento generalizado hasta

$m_a = 1.1547$ , lo cual indica una generación constante de armónicos de baja frecuencia superior a este índice de modulación. Finalmente, para la LOH se obtiene un comportamiento similar entre las estrategias PS-PWM y thPS-PWM para todos los índices de modulación. En cuanto a la estrategia SVM-PWM se obtiene su armónico más cercano de orden  $20^{th}$ .

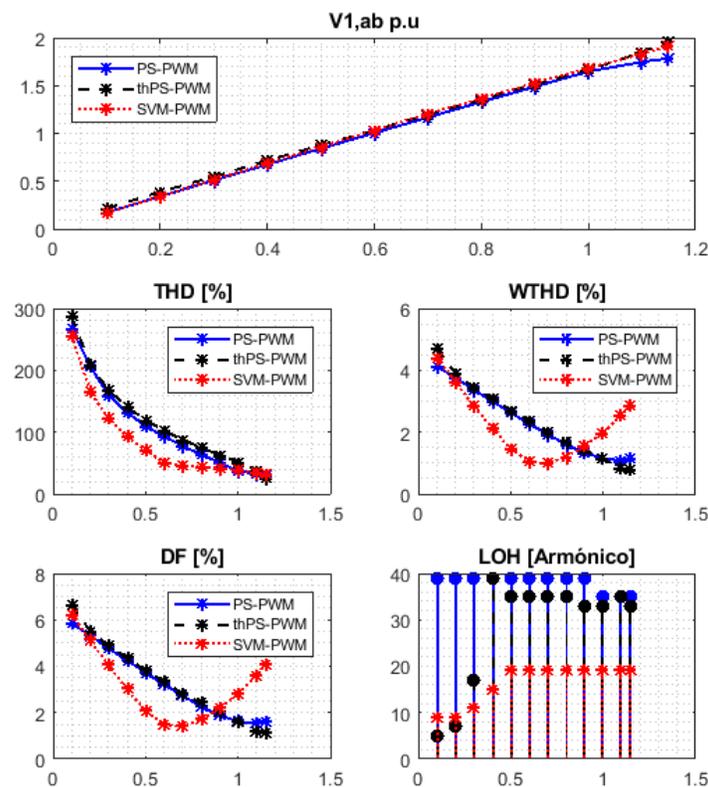


Figura 57. Gráficas de desempeño armónico de las estrategias PS-PWM, thPS-PWM y SVM-PWM obtenidas por simulación en función del índice de modulación en amplitud  $m_a$ .

En la figura 58 se muestran los resultados experimentales de desempeño armónico. En esta figura se muestran diferencias en cuanto a los criterios de  $V_{1,ab}$  p.u., WTHD y DF para la estrategia SVM-PWM con respecto a lo obtenido por simulación. En el primer criterio se observa un cambio en la linealidad para la estrategia SVM-PWM para algunos índices de modulación, para los criterios restantes se muestra un comportamiento similar a las otras dos estrategias, diferente a lo ya descrito en simulación para la figura 57;

sin embargo, esta estrategia aún se mantiene con una menor THD generada con respecto a las otras dos estrategias. En el criterio LOH, se generan armónicos de baja frecuencia para todas las estrategias, excepto en  $m_a = 1$  en la estrategia SVM-PWM.

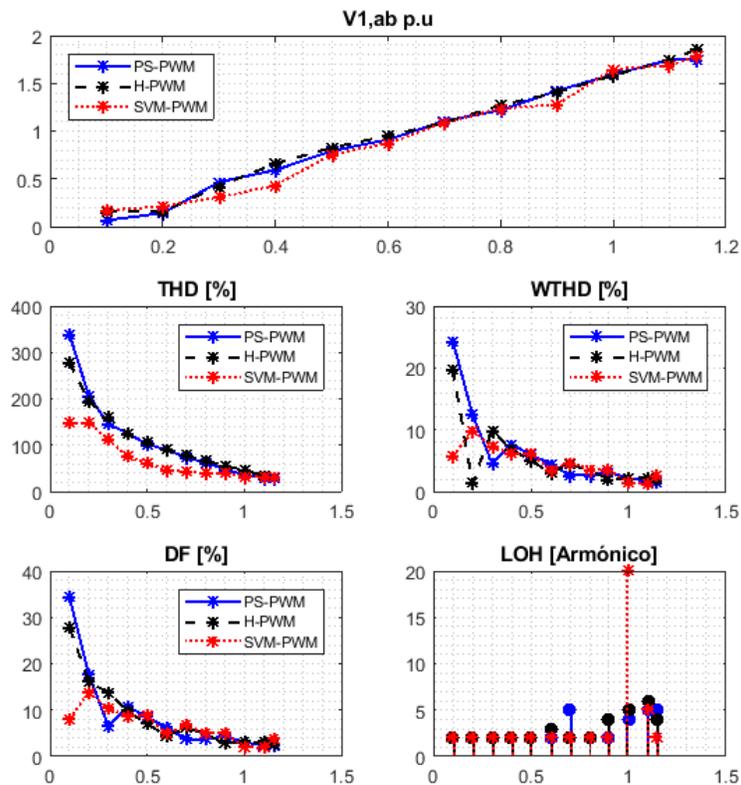


Figura 58. Gráficas de desempeño armónico de las estrategias PS-PWM, thPS-PWM y SVM-PWM obtenidas experimentalmente en función del índice de modulación en amplitud  $m_a$ .

En la figura 59 se muestran las formas de onda de tensión de salida del inversor multinivel CHB de tres niveles trifásico obtenidas experimentalmente bajo un índice de modulación  $m_a = 1.1547$  y estrategias de modulación PS-PWM (a), thPS-PWM (b) y SVM-PWM (c), respectivamente. Estas formas de onda proporcionan el mismo número de niveles a las ya encontradas en simulación, mostradas en las figuras 23, 26 y 36.

En la figura 60 se muestran los espectros en frecuencia obtenidos para las formas de onda experimen-

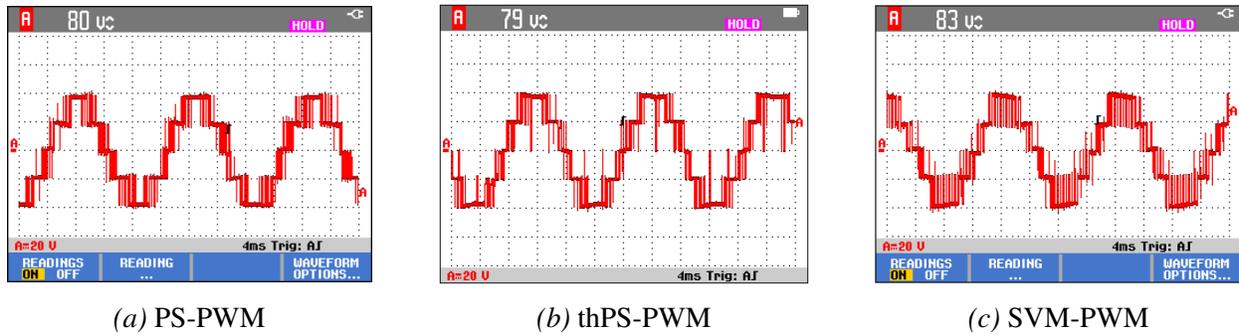


Figura 59. Formas de onda en tensión de salida de línea  $V_{ll}$  para las estrategias de modulación (a)PS-PWM, (b)thPS-PWM y (c)SVM-PWM, con índice de modulación  $m_a = 1$ .

tales proporcionadas por las estrategias de modulación PS-PWM, thPS-PWM y SVM-PWM. Para los tres espectros, se observan armónicos de banda lateral de baja frecuencia alrededor del armónico fundamental, aspecto típico encontrado para los espectros experimentales (Holmes y Lipo, 2009). Por otra parte, los armónicos más significativos se encuentran en los grupos armónicos alrededor de  $f_c$ , siendo  $4f_c$  para las estrategias PS-PWM y thPS-PWM y  $f_c$  para SVM-PWM. Tal como se observa en los espectros encontrados por simulación, mostrados en las figuras 23, 26 y 36.

### 6.3. Inversor trifásico CHB de cinco niveles con modulación PS-PWM, PS-PWM con inyección de tercer armónico (thPS-PWM), H-PWM y SVM-PWM

Partiendo de la topología presentada en la figura 21, se comparan los resultados de desempeño armónico a partir del análisis de la forma de onda de la tensión de salida ofrecidos por las estrategias de modulación PS-PWM, thPS-PWM, H-PWM y SVM-PWM.

Los resultados que se presentan a continuación se tomarán bajo las siguientes consideraciones:

- Las tensiones en los buses de continua para la estrategia H-PWM se considero de  $V_{dc1} = V_{dc3} = V_{dc5} = 28[V]$  para las celdas de mayor potencia y  $V_{dc2} = V_{dc4} = V_{dc6} = 14[V]$  para las celdas de menor potencia. Lo anterior acorde con la notación expresada en la figura 21. Mientras para las otras tres estrategias (PS-PWM, thPS-PWM y SVM-PWM) las tensiones en todas las fuentes de continua fue de 20 [V].
- La carga utilizada a la salida por fase fue de tipo resistivo con valor de  $R_L = 50[\Omega]$  para todas las fases.
- Las frecuencias de señales triangulares como de muestreo de la referencia en la estrategia SVM-PWM se mantuvo en  $f_c = 1200[Hz]$ , mientras que la frecuencia de señal de referencia se fijo en  $f_{ref} = 60[Hz]$ , para todas las estrategias.

En la figura 61 se muestran los resultados de desempeño armónico para las estrategias PS-PWM, thPS-PWM, H-PWM y SVM-PWM. En esta figura se puede observar una ampliación del rango lineal de salida de la tensión  $V_{1,ab}$  para las estrategias thPS-PWM y SVM-PWM, al ampliarse este intervalo hasta  $m_a = 1.1547$ , mientras que las estrategias PS-PWM y H-PWM pierden la linealidad y no alcanzan la misma magnitud de tensión comparada con las otras dos estrategias. En cuanto al criterio de THD, se obtiene un mejor desempeño para las estrategias H-PWM y SVM-PWM para  $m_a$  entre 0.1 y 0.5, para  $m_a > 0.5$  las estrategias tienen un comportamiento similar con respecto a este criterio. Los criterios de WTHD y DF tiene un comportamiento similar para las estrategias PS-PWM, thPS-PWM y H-PWM, para la SVM-PWM se tiene un incremento en estos criterios desde  $m_a = 0.3$  hasta  $m_a = 0.5$ , esto se debe a que allí el vector de referencia pasa del hexágono de tres a cinco niveles, en donde al terminar el hexágono de tres niveles estos criterios se incrementan, tal como se observo en la figura 57, posteriormente estos factores descienden hasta nivelarse con las otras estrategias. En cuanto a la LOH, se tiene un mejor desempeño para las estrategias PS-PWM y

thPS-PWM, puesto que sus armónicos más significativos se encuentran más alejados del armónico fundamental.

En la figura 62 se muestran los resultados experimentales de desempeño armónico. En esta se validan los resultados obtenidos por simulación, mostrados en la figura 61, observándose resultados similares en cuanto a la tensión  $V_{1,ab}$  p.u. En la THD se observan curvas similares entre todas las estrategias. Para los criterios de WTHD y DF, se muestra incrementos en  $m_a = 0.5$  hasta  $m_a = 1$  para la estrategia SVM-PWM, además de un mejor desempeño de la estrategia H-PWM con respecto a las otras. Este último parámetro también se ve reflejado en la LOH, en donde se obtienen armónicos significativos más alejados del armónico fundamental para esta estrategia.

En la figura 63 se muestran las formas de onda obtenidas experimentalmente para las estrategias (a)PS-PWM, (b)thPS-PWM, (c)H-PWM y (d)SVM-PWM. Los niveles de tensión de estas formas de onda son acordes a las ya mostradas por simulación para cada una de estas estrategias, mostradas en las figuras 25, 27, 30 y 40.

El espectro en frecuencia para las formas de onda experimentales para el inversor multinivel trifásico CHB de cinco niveles se muestra en la figura 64. Estos espectros se muestran para un índice de modulación en amplitud  $m_a = 1.1547$ . Comparados con los ya mostrados en simulación para las figuras mostradas en el Capítulo 3, estos espectros muestran armónicos de banda lateral de baja frecuencia, aunque de muy baja magnitud. En cuanto a los grupos armónicos, se observan grupos armónicos para las estrategias PS-PWM y H-PWM centrados en las frecuencias  $4f_c$  y  $2f_c$ , para las otras estrategias todos los armónicos generados mantienen casi la misma magnitud. Es de resaltar que la estrategia H-PWM genera armónicos de banda lateral de baja magnitud con respecto a las otras estrategias, aspecto verificado también en los resultados

presentados en la figura 62.

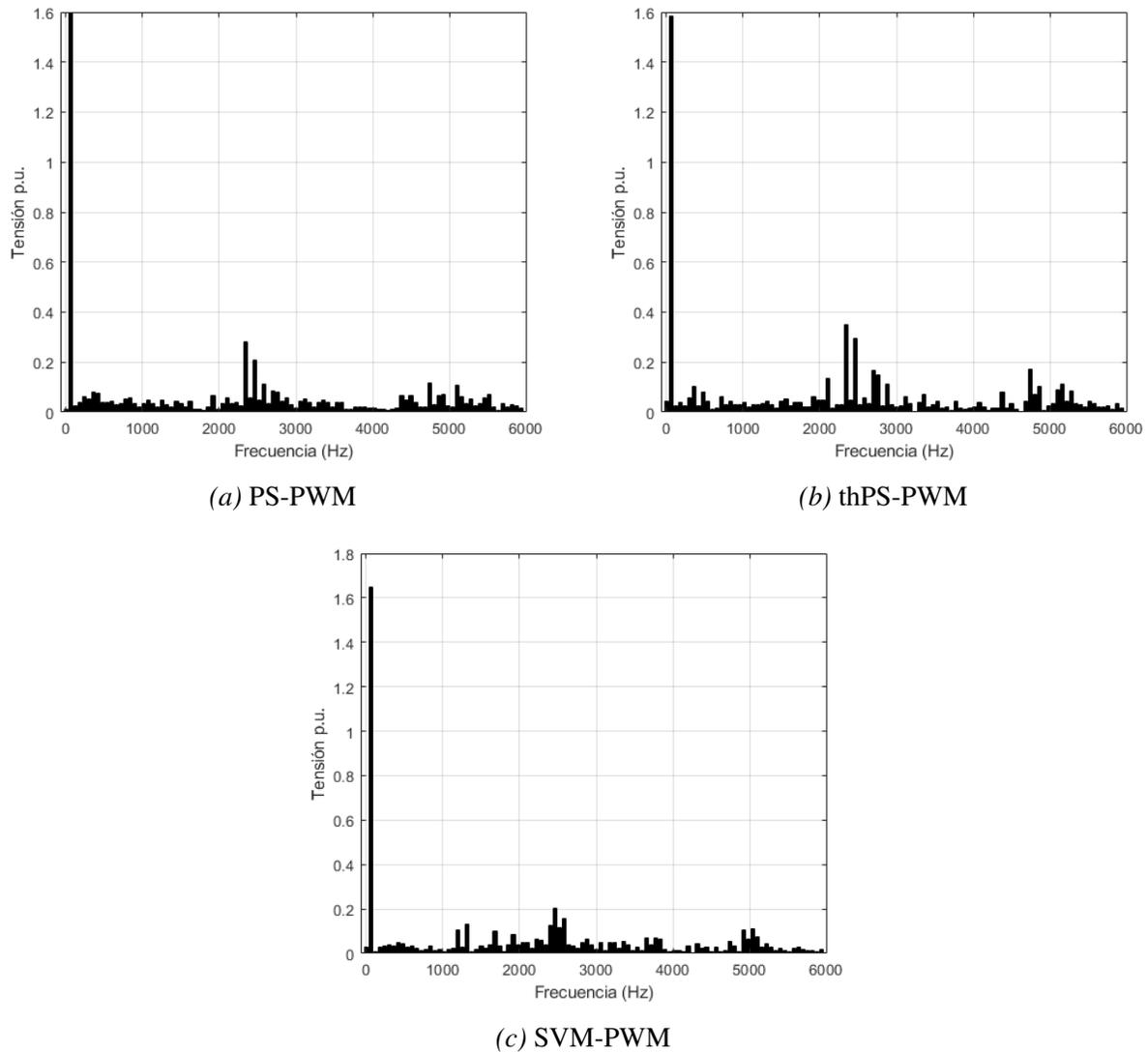


Figura 60. Gráficas de espectros en frecuencia FFT para las estrategias: (a)PS-PWM, (b)thPS-PWM y (c)SVM-PWM experimentales para las tensiones  $V_{ab}$ . Estos espectros se tomaron bajo un índice de modulación en amplitud  $m_a = 1$  y tensión base para las tres estrategias de modulación de  $V_b = 20[V]$ .

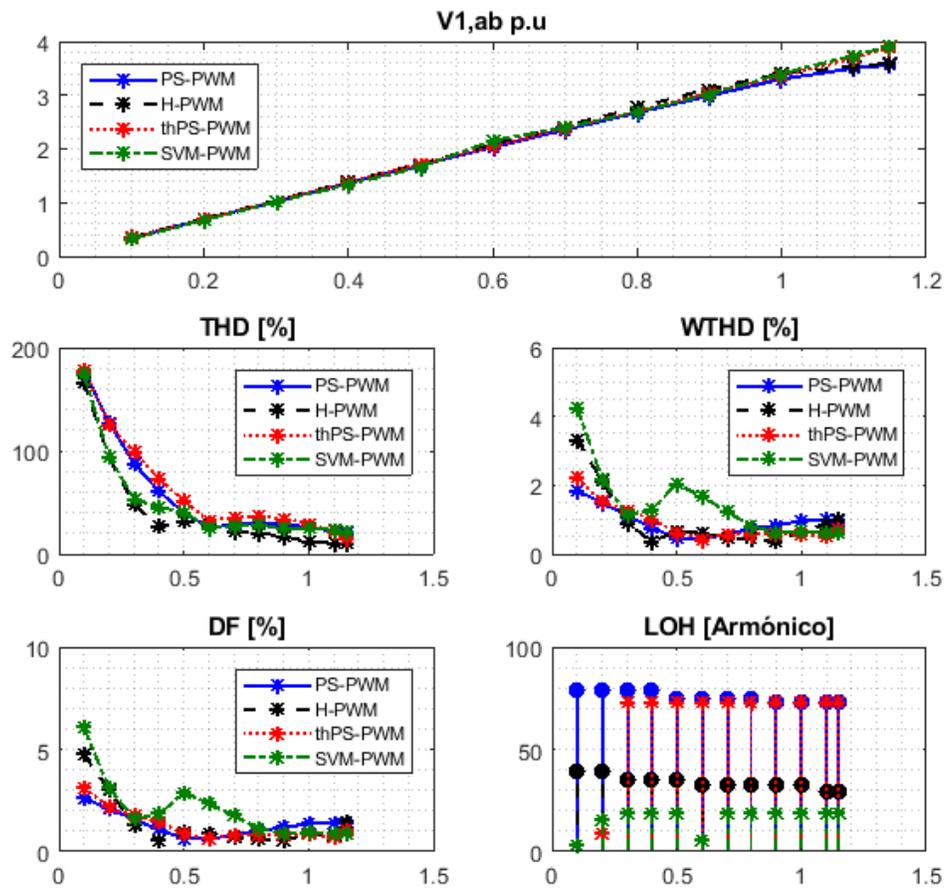


Figura 61. Gráficas obtenidas de desempeño armónico de las estrategias PS-PWM, thPS-PWM, H-PWM y SVM-PWM por simulación en función del índice de modulación en amplitud  $m_a$ .

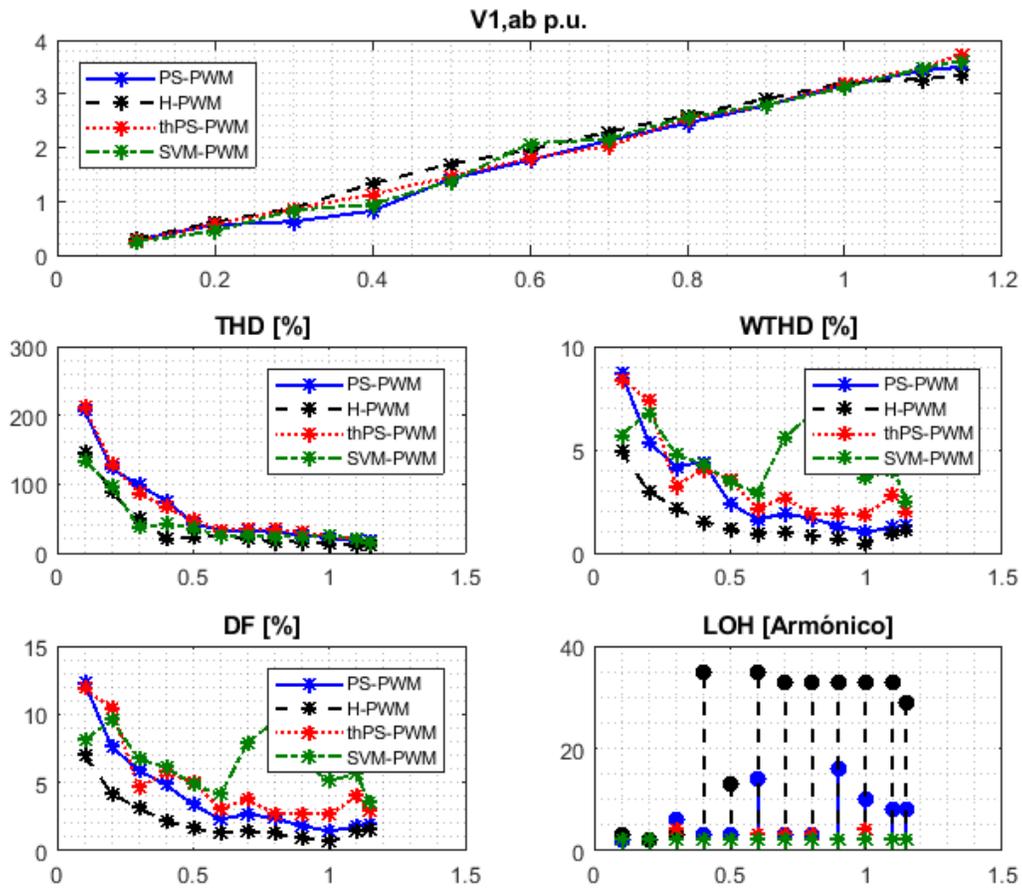
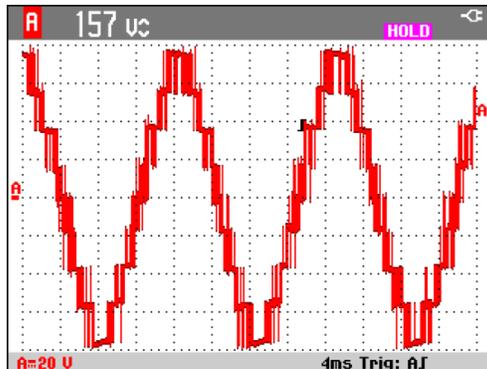
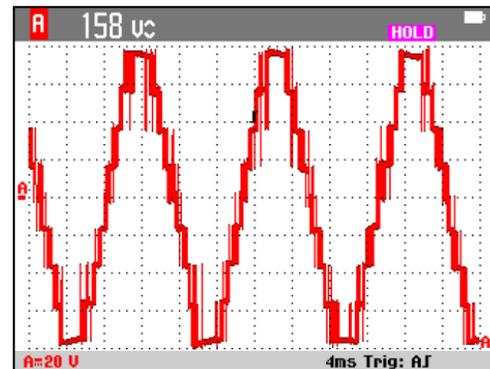


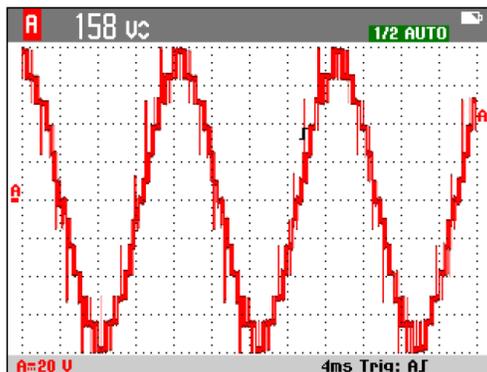
Figura 62. Gráficas de desempeño armónico de las estrategias PS-PWM, thPS-PWM, H-PWM y SVM-PWM obtenidas experimentalmente en función del índice de modulación en amplitud  $m_a$ .



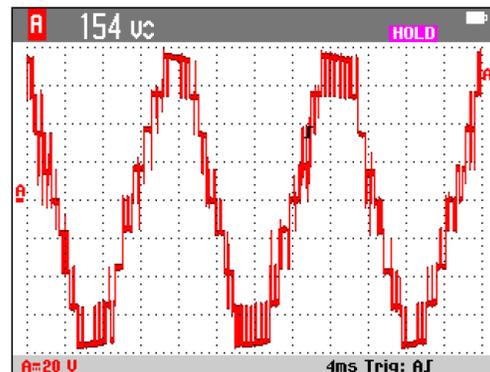
(a) PS-PWM



(b) thPS-PWM

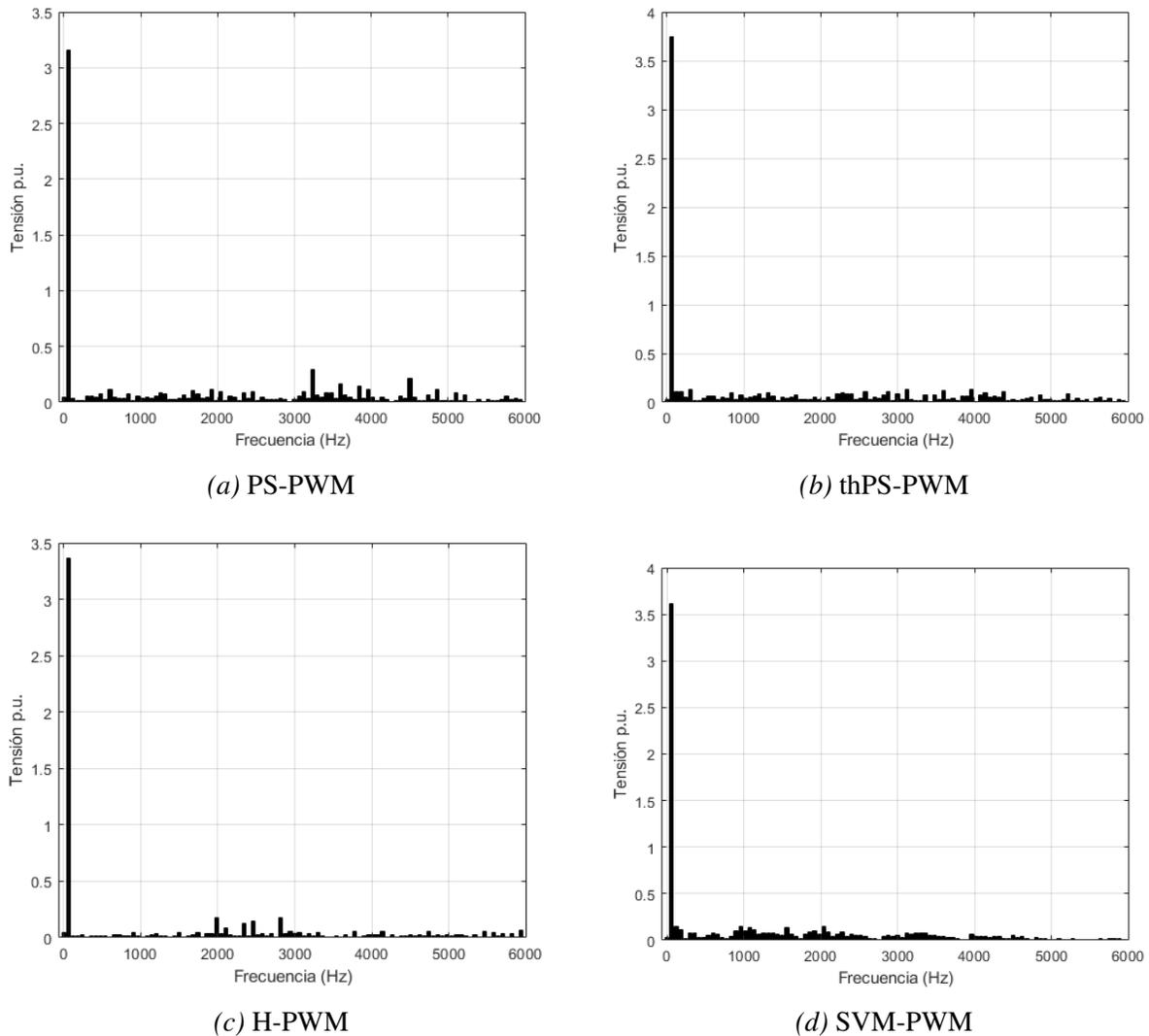


(c) H-PWM



(d) SVM-PWM

Figura 63. Formas de onda de tensión línea-línea  $V_{ab}$  obtenidas experimentalmente para las estrategias de modulación: (a)PS-PWM, (b)thPS-PWM, (c)H-PWM y (d)SVM-PWM, con índice de modulación en amplitud  $m_a = 1$ .



*Figura 64.* Espectros en frecuencia para las formas de onda de tensión línea-línea  $V_{ab}$  obtenidas experimentalmente para las estrategias de modulación: (a)PS-PWM, (b)thPS-PWM, (c)H-PWM y (d)SVM-PWM. Estos espectros se tomaron bajo un índice de modulación en amplitud  $m_a = 1$ , tensión base para las estrategias PS-PWM, H-PWM y SVM-PWM de  $V_b = 40[V]$  y para la estrategia H-PWM de  $V_b = 42[V]$ .

## Capítulo 7

### Conclusiones y futuros desarrollos

Este trabajo de investigación ha caracterizado el inversor multinivel tipo conexión en cascada de los puentes-H (CHB) en función del estudio y análisis comparativo de las estrategias de modulación a partir de la evaluación de los criterios de distorsión armónica para cada una de ellas.

A partir del reconocimiento de las virtudes del inversor multinivel por sobre el inversor convencional de dos niveles, se han presentado las tres topologías principales de inversor multinivel, entre las que se encuentran Diodos Anclados al Neutro (NPC), Capacitores Flotantes (FC) y Conexión en Cascada de los Puentes-H (CHB). A pesar de que cada topología proporciona distintas ventajas y desventajas dependientes principalmente de los detalles de la aplicación en la cual se plantee su utilización, se ha seleccionado la topología CHB debido a su potencial aplicación como convertidores de potencia en sistemas de energía solar fotovoltaica y eólica, además del análisis de resultados obtenidos de investigaciones previas realizadas.

Las estrategias de modulación determinan el estado de los dispositivos de conmutación en un inversor multinivel de potencia a partir del seguimiento de una señal de referencia de tensión. En este sentido, las técnicas de modulación del inversor multinivel por modulación por ancho de pulso PWM evaluadas fueron:

modulación por desplazamiento de fase PWM (PS-PWM), modulación por desplazamiento de fase PWM con inyección de tercer armónica (thPS-PWM), modulación híbrida PWM (H-PWM) y modulación por vector espacial PWM (SVM-PWM). Cada técnica fue estudiada a partir de su metodología para el cálculo del tiempo de encendido de los dispositivos de conmutación, número de niveles de tensión DC presentes en la forma de onda de la tensión de salida, límite máximo de las señales de referencia para que no exista sobremodulación y la obtención del espectro en frecuencia para la tensión de salida, además, se presentaron simulaciones en el software MATLAB/Simulink que validan la teoría presentada. A partir de las simulaciones, se identificó que las estrategias de modulación thPS-PWM y SVM-PWM amplían el rango lineal de tensión de salida del inversor hasta un índice de modulación en amplitud de  $m_a = 1.1547$ , mientras que para la estrategia H-PWM se obtienen más niveles de tensión de salida que con respecto a las otras técnicas. Por último, la estrategia PS-PWM proporciona el mejor espectro en frecuencia, puesto que los grupos armónicos se localizan en frecuencias más apartadas respecto al armónico fundamental.

El proceso de modulación de los inversores de potencia viene acompañado por la generación de componentes armónicas en las formas de onda de tensión y corriente de salida, fenómeno identificado a partir de la representación en series de Fourier de las señales mencionadas. Con el fin de cuantificar este fenómeno, se describen los términos de distorsión armónica total (THD), distorsión armónica total ponderada (WTHD), factor de distorsión (DF) y armónico de orden más bajo (LOH), los cuáles sirven de criterio para comparar la tensión de salida de las diferentes estrategias de modulación analizadas, bajo las topologías CHB monofásicas y trifásica de tres y cinco niveles.

Para la validación experimental de las estrategias de modulación para el inversor multinivel CHB se elaboró un prototipo experimental que cuenta con las etapas de potencia, adecuación y aislamiento de señales de control, sensado y adquisición de señales de potencia y generación de pulsos de conmutación, en donde,

partiendo de los pulsos de conmutación proporcionados por el entorno MATLAB/Simulink, se adquieren las formas de onda de tensión para su posterior análisis de desempeño armónico a través del entorno ControlDesk de la tarjeta dSPACE. Además, el prototipo elaborado puede ser posteriormente utilizado en aplicaciones de control en energías renovables y máquinas eléctricas.

Los resultados de simulación y experimentales de la presente tesis de investigación corroboraron la validez de lo mostrado teóricamente en el capítulo 3, de acuerdo a los criterios de número de niveles, tensión máxima sin sobremodulación y espectro en frecuencia. A su vez, en cuanto a los criterios de distorsión armónica se pudo observar que:

- Para todas las estrategias de modulación y bajo cualquier topología, la distorsión armónica se reduce al operar el inversor cercano al límite máximo del índice de modulación en amplitud  $m_a$ , siendo este límite superior en las estrategias thPS-PWM y SVM-PWM. Esto también puede identificarse para el número de niveles en la tensión de salida del inversor, puesto que a índices de modulación en amplitud bajos el inversor no proporciona la cantidad máxima de niveles.
- Los espectros en frecuencia, obtenidos bajo las formas de onda experimentales, mostraron armónicos de baja frecuencia significativos en casi todas las estrategias de modulación, esto debido principalmente a problemáticas propias de las implementaciones físicas, entre las que se encuentran: generación de tiempos muertos, pulsos de conmutación asimétricos de entrada a las puertas de los dispositivos y asimetrías en las formas de onda, lo cual impide la cancelación teórica de los componentes armónicos. Sin embargo, se puede observar que en el espectro de la modulación H-PWM trifásica de cinco niveles no se obtienen armónicos significativos de baja frecuencia. Lo anterior también desemboca en un mejor desempeño en cuanto a los criterios de THD, WTHD y DF con respecto a las otras estrategias.

En términos generales, se obtuvieron resultados similares de distorsión armónica para las estrategias PS-PWM, thPS-PWM y SVM-PWM, obteniéndose un mejor desempeño para la estrategia de modulación híbrida H-PWM, considerada a partir del inversor multinivel CHB monofásico y trifásico de cinco niveles.

## 7.1. Trabajos futuros

- Estudio de las pérdidas por conmutación y conducción del inversor multinivel CHB a partir de la implementación por simulación y experimental de las estrategias de modulación comparadas en este trabajo.
- Implementación de las estrategias de modulación directamente sobre el software de la tarjeta de control *Code Composer Studio*, esto con el fin de comparar el tiempo de cómputo entre las estrategias de modulación, tanto en MATLAB/Simulink, como en el software de desarrollo.
- Comparación de las estrategias de modulación considerando el costo, tamaño y peso del inversor multinivel.
- Estudio de la reducción del dimensionamiento de filtros de conexión a la red para sistemas fotovoltaicos, a partir de la comparación entre sistemas con inversores trifásicos clásicos de dos niveles e inversores multinivel.
- Evaluación del comportamiento de las estrategias de modulación sobre la energización de motores de inducción, planteándose como criterios de comparación el rizo en el torque electromagnético del motor y la generación de tensiones en modo común. Para este caso, también sería interesante comparar las distintas estrategias de modulación por vector espacial para el inversor multinivel y el efecto de los estados redundantes sobre estos criterios.

- Integración del inversor multinivel CHB en sistemas fotovoltaicos conectados a la red, en donde, aprovechando la modularidad propia de la topología es posible la conexión de diversos arreglos fotovoltaicos a cada puente H. A partir de allí, se propondrían estrategias para el control de la inyección de la potencia activa de los arreglos fotovoltaicos a la red, operación para filtrado activo, operación tolerante ante fallas, entre otras.

## 7.2. Proyectos co-dirigidos

- J. Cartagena. Simulación de un micro-inversor conectado a la red considerando la topología quasi-z-source. Universidad Industrial de Santander. Tesis de Pregrado. 2017.
- J. Hoyos, J. Turizo. Control de inversores trifásicos tipo fuente z en sistemas fotovoltaicos conectados a la red. Universidad Industrial de Santander. Tesis de pregrado. 2018.

## 7.3. Publicaciones realizadas

- D. Almeida, M. Mantilla, J. Petit. Harmonic characterization of the output voltage in multilevel converters. International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP). Belo Horizonte. Brasil. 2016.
- P. Mantilla, D. Almeida, M. Mantilla, J. Petit, G. Ordoñez. Análisis del comportamiento de sistemas fotovoltaicos ante la energización de cargas altamente inductivas. Simposio Internacional sobre Calidad de la Energía Eléctrica (SICEL). Bucaramanga. Colombia. 2017.

## Capítulo 8

### Recomendaciones

- Con el propósito de evitar cortocircuitos en los módulos puentes H de SEMIKRON, es importante conectar y energizar primero el *driver de control* asociado a cada módulo. Para este trabajo de investigación, esto implicaba la conexión de dos driver de control para cada puente H, tal como se puede observar en la etapa de adecuación y aislamiento del capítulo 5.
- Es necesario verificar la frecuencia de las formas de onda de salida generadas por el inversor, puesto que estas pueden diferir de la frecuencia deseada (60 Hz), por lo que esto se debe ajustar en el entorno MATLAB/Simulink con el fin de obtener la frecuencia más cercana a la requerida. Esto también puede ocurrir con las frecuencias de señales portadoras a las cuales se fije la operación.

## Referencias bibliográficas

- Abu-Rub, H., Malinowski, M., y Al-Haddad, K. (2014). Recent advances in power semiconductor technology. En *Power electronics for renewable energy systems, transportation and industrial applications* (p. 832-). Wiley-IEEE Press. Descargado de <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=7794223> doi: 10.1002/9781118755525.ch4
- Ahmed, I., Borghate, V., Matsa, A., Meshram, P., Suryawanshi, H., y Chaudhari, M. (2016). Simplified Space Vector Modulation Techniques for Multilevel Inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 8993(c), 1–1. Descargado de <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7389424> doi: 10.1109/TPEL.2016.2520078
- Ahmed, I., y Borghate, V. B. (2014). Simplified space vector modulation technique for seven-level cascaded H-bridge inverter. *IET Power Electronics*, 7(3), 604–613. Descargado de <http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2013.0135> doi: 10.1049/iet-pel.2013.0135
- Alepuz, S., Calle, A., Busquets-Monge, S., Kouro, S., y Wu, B. (2013, May). Use of stored energy in pmsg rotor inertia for low-voltage ride-through in back-to-back npc converter-based wind power systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(5), 1787-1796. doi: 10.1109/TIE.2012.2190954
- Almeida, D. F., Mantilla, M. A., y Petit, J. F. (2016, Oct). Harmonic characterization of the output voltage in multilevel converters. En *2016 17th international conference on harmonics and quality of power (ichqp)* (p. 751-756). doi: 10.1109/ICHQP.2016.7783397
- Attique, Q. M., Li, Y., y Wang, K. (2017, Sept). A survey on space-vector pulse width modulation

- for multilevel inverters. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, 2(3), 226-236. doi: 10.24295/CPSSTPEA.2017.00021
- Bose, B. K. (2014). Energy, Global Warming and Impact of Power Electronics in the Present Century. *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*, 1–26. doi: 10.1002/9781118755525.ch1
- Bowes, S. R. (1975, November). New sinusoidal pulsewidth-modulated inverter. *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, 122(11), 1279-1285. doi: 10.1049/piee.1975.0312
- Calle-Prado, A., Alepuz, S., Bordonau, J., Cortes, P., y Rodriguez, J. (2016, July). Predictive control of a back-to-back npc converter-based wind power system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(7), 4615-4627. doi: 10.1109/TIE.2016.2529564
- Castro, L. G., Corra, M. B., Jacobina, C. B., y Boroyevich, D. (2010, septiembre). A fast space-vector algorithm for multilevel converters without coordinates transformation. En *Proc. iee energy conversion congress and exposition* (pp. 2543–2547). doi: 10.1109/ECCE.2010.5617971
- Celanovic, N., y Boroyevich, D. (2001, Mar). A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 37(2), 637-641. doi: 10.1109/28.913731
- Chaves, M., Margato, E., Silva, J. F., Pinto, S. F., y Santana, J. (2011, March). Fast optimum-predictive control and capacitor voltage balancing strategy for bipolar back-to-back npc converters in high-voltage direct current transmission systems. *IET Generation, Transmission Distribution*, 5(3), 368-375. doi: 10.1049/iet-gtd.2010.0499
- Collins, M. (2013). *Multi-level converter topologies for low voltage drives* (Tesis de Master, LTH School of Engineering at Campus Helsingborg). Descargado de <https://www.iea.lth.se/>

publications/BS-Theses/Full%20document/3026\_Max.Collins.pdf

- Coppola, M., Napoli, F. D., Guerriero, P., Iannuzzi, D., Daliento, S., y Pizzo, A. D. (2016, Jan). An fpga-based advanced control strategy of a grid tied pv chb inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(1), 806-816. doi: 10.1109/TPEL.2015.2405416
- Deng, Y., Wang, Y., Teo, K. H., y Harley, R. G. (2016, marzo). A simplified space vector modulation scheme for multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(3), 1873–1886. doi: 10.1109/TPEL.2015.2429595
- Farivar, G., Townsend, C. D., Hredzak, B., Pou, J., y Agelidis, V. G. (2017, Nov). Passive reactor compensated cascaded h-bridge multilevel lc-statcom. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(11), 8338-8348. doi: 10.1109/TPEL.2016.2641043
- Habibullah, M., Lu, D. D. C., Xiao, D., Fletcher, J. E., y Rahman, M. F. (2017, Feb). Predictive torque control of induction motor sensorless drive fed by a 3l-npc inverter. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 13(1), 60-70. doi: 10.1109/TII.2016.2603922
- Hart, D. W. (2011). *Power electronics*. Tata McGraw-Hill Education.
- Holmes, y Lipo, T. (2009). CarrierBased PWM of multilevel inverters. En *Pulse width modulation for power converters*. IEEE. doi: 10.1109/9780470546284.ch11
- Holmes, D. G., y Lipo, T. A. (2003a). Harmonic distortion. En *Pulse width modulation for power converters: principles and practice* (p. 744-). Wiley-IEEE Press. Descargado de <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=5311959> doi: 10.1109/9780470546284.ch2
- Holmes, D. G., y Lipo, T. A. (2003b). Implementation of a modulation controller. En *Pulse width modulation for power converters: principles and practice* (p. 744-). Wiley-IEEE Press. Descargado de <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=>

5311969 doi: 10.1109/9780470546284.ch13

Holmes, D. G., y Lipo, T. A. (2003c). Introduction to power electronic converters. En *Pulse width modulation for power converters:principles and practice* (p. 744-). Wiley-IEEE Press. Descargado de <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=5311987> doi: 10.1109/9780470546284.ch1

Holmes, D. G., y Lipo, T. A. (2003d). Modulation of one inverter phase leg. En *Pulse width modulation for power converters:principles and practice* (p. 744-). Wiley-IEEE Press. Descargado de <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=5311956> doi: 10.1109/9780470546284.ch3

Holmes, D. G., y Lipo, T. A. (2003e). Modulation of threephase voltage source inverters. En *Pulse width modulation for power converters:principles and practice* (p. 744-). Wiley-IEEE Press. Descargado de <https://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=5311949> doi: 10.1109/9780470546284.ch5

Holmes, D. G., y Lipo, T. A. (2003f). Space vector pwm for multilevel converters. En *Pulse width modulation for power converters:principles and practice* (p. 744-). Wiley-IEEE Press. Descargado de <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=5311972> doi: 10.1109/9780470546284.ch12

Holmes, D. G., y Lipo, T. A. (2003g). Zero space vector placement modulation strategies. En *Pulse width modulation for power converters:principles and practice* (p. 744-). Wiley-IEEE Press. Descargado de <https://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=5311942> doi: 10.1109/9780470546284.ch6

Hua, C. C., Wu, C. W., y Chuang, C. W. (2006, Dec). Control of low-distortion 27-level cascade inverter with three h-bridge inverter modules. En *2006 ieee international conference on*

- industrial technology* (p. 277-282). doi: 10.1109/ICIT.2006.372338
- Jana, K. C., Biswas, S. K., y Chowdhury, S. K. (2013, April). Performance evaluation of a simple and general space vector pulse-width modulation-based m-level inverter including over-modulation operation. *IET Power Electronics*, 6(4), 809-817. doi: 10.1049/iet-pel.2012.0318
- Kandasamy, K., Vilathgamuwa, M., y Tseng, K. J. (2015). Inter-module state-of-charge balancing and fault-tolerant operation of cascaded h-bridge converter using multi-dimensional modulation for electric vehicle application. *IET Power Electronics*, 8(10), 1912-1919. doi: 10.1049/iet-pel.2014.0943
- Kant, P., y Singh, B. (2016, Nov). Twelve-pulse ac-dc converter fed three-level npc based field oriented controlled induction motor drive. En *2016 7th india international conference on power electronics (iicpe)* (p. 1-6). doi: 10.1109/IICPE.2016.8079444
- Kouro, S., Leon, J. I., Vinnikov, D., y Franquelo, L. G. (2015). Grid-Connected Photovoltaic Systems: An Overview of Recent Research and Emerging PV Converter Technology. *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, 9(1), 47-61. doi: 10.1109/MIE.2014.2376976
- Manjrekar, M. D., Steimer, P. K., y Lipo, T. A. (2000, mayo). Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high-power applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 36(3), 834-841. doi: 10.1109/28.845059
- Mathew, J., Rajeevan, P. P., Mathew, K., Azeez, N. A., y Gopakumar, K. (2013, Jan). A multilevel inverter scheme with dodecagonal voltage space vectors based on flying capacitor topology for induction motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(1), 516-525. doi: 10.1109/TPEL.2012.2195784
- McGrath, B. P., y Holmes, D. G. (2009, June). Natural capacitor voltage balancing for a flying

- capacitor converter induction motor drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(6), 1554-1561. doi: 10.1109/TPEL.2009.2016567
- Meynard, T. A., y Foch, H. (1992, Jun). Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. En *Power electronics specialists conference, 1992. pesc '92 record., 23rd annual ieee* (p. 397-403 vol.1). doi: 10.1109/PESC.1992.254717
- Nabae, A., Takahashi, I., y Akagi, H. (1981, Sept). A new neutral-point-clamped pwm inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17(5), 518-523. doi: 10.1109/TIA.1981.4503992
- Panda, Y. (2011). *Analysis of cascaded multilevel inverter induction motor drives* (Tesis de Master, Department of Electrical Engineering. National Institute of Technology, Rourkela). Descargado de [http://ethesis.nitrkl.ac.in/2928/1/Final\\_thesis\\_23-02-11.pdf](http://ethesis.nitrkl.ac.in/2928/1/Final_thesis_23-02-11.pdf)
- Payami, S., Behera, R. K., y Iqbal, A. (2018, Feb). Dtc of three-level npc inverter fed five-phase induction motor drive with novel neutral point voltage balancing scheme. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(2), 1487-1500. doi: 10.1109/TPEL.2017.2675621
- Peng, F., y Lai, J. (1997, junio 24). *Multilevel cascade voltage source inverter with separate dc sources*. Google Patents. Descargado de <https://www.google.com/patents/US5642275> (US Patent 5,642,275)
- Rashid, M. H. (2009). *Power electronics: circuits, devices, and applications*. Pearson Education India.
- Rech, C., y Pinheiro, J. R. (2007, mayo). Impact of hybrid multilevel modulation strategies on input and output harmonic performances. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(3), 967-977. doi: 10.1109/TPEL.2006.890010
- Reusser, C. A., y Young, H. (2015, March). Full electric ship propulsion based on a flying capacitor

- converter and an induction motor drive. En *2015 international conference on electrical systems for aircraft, railway, ship propulsion and road vehicles (esars)* (p. 1-6). doi: 10.1109/ESARS.2015.7101468
- Rodriguez, J., y Cortes, P. (2012). *Predictive control of power converters and electrical drives*. doi: 10.1002/9781119941446
- Rodriguez, J., Franquelo, L., Kouro, S., Leon, J., Portillo, R., Prats, M., y Perez, M. (2009). Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications. *Proceedings of the IEEE*, 97(11), 1786–1817. Descargado de <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5290111> doi: 10.1109/JPROC.2009.2030235
- Rodríguez, J., Leon, J. I., Kouro, S., Portillo, R., y Prats, M. a. M. (2008). The Age of Multilevel Converters Arrives. (June), 28–39. doi: 10.1109/MIE.2008.923519
- Sadigh, A. K., y Barakati, S. M. (2012). Topologies and control strategies of multilevel converters. En *Modeling and control of sustainable power systems* (pp. 311–340). Springer.
- Seo, J. H., Choi, C. H., y Hyun, D. S. (2001, Jul). A new simplified space-vector pwm method for three-level inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16(4), 545-550. doi: 10.1109/63.931078
- Wang, L., Chai, S., Yoo, D., Gan, L., y Ng, K. (2015). *Pid and predictive control of electrical drives and power converters using matlab/simulink*. John Wiley & Sons.
- Wu, B., y Narimani, M. (2017). Voltage source inverter fed drives. En *High-power converters and ac drives* (p. 480-). Wiley-IEEE Press. Descargado de <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=7827482> doi: 10.1002/9781119156079.ch12
- Yu, Y., Konstantinou, G., Townsend, C. D., y Agelidis, V. G. (2017). Comparison of zero-sequence injection methods in cascaded h-bridge multilevel converters for large-scale photovoltaic

integration. *IET Renewable Power Generation*, 11(5), 603-613. doi: 10.1049/iet-rpg.2016

.0621