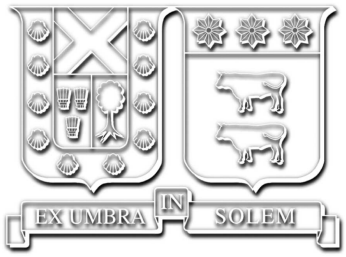
Universidad Técnica Federico Santa María
Departamento de Ingeniería Eléctrica
Valparaíso, Chile



Diseño e implementación de topología de microinversor fotovoltaico multinivel

Diego N. Vera Herrera

2022

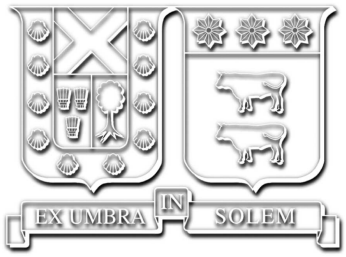
Requisito parcial para obtener el título de:
Ingeniero Civil Electricista
Requisito parcial para obtener el grado de:
Magíster en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica

Profesor Guía:
Dra. Margarita A. Norambuena Valdivia (UTFSM)

Comisión:
Dr. Pablo A. Lezana Illesca (UTFSM)
Dr. Cristián F. García Peñailillo (UTalca)

Valparaíso, 14 de octubre de 2022.

Universidad Técnica Federico Santa María
Departamento de Ingeniería Eléctrica
Valparaíso, Chile



Diseño e implementación de topología de microinversor fotovoltaico multinivel

Diego N. Vera Herrera

2022

"La vida desliza a través de perturbaciones."
— Guillermo Huerta

Agradecimientos

Primero quiero agradecer profundamente a mis compañeros de generación. La universidad fue como mi segundo hogar durante todos estos años, y en gran medida creo que fue gracias a ustedes. Cada vez que me encontraba con alguien para comerse un combo queso-café en el central en la mañana después del primer bloque, cada vez que iba a la biblioteca y me encontraba con un grupo con los que me ponía a estudiar, cada vez que iba a almorzar y me encontraba con alguno de mis compañeros, me colaba y almorzábamos juntos, o cuando íbamos al maestro después de los certámenes, cuando jugábamos ajedrez en la biblioteca, cuando nos íbamos a ver series a la sala de ocio o íbamos a jugar a los tacas o a jugar ping-pong, cada vez que empezaba un semestre y veía que en el paralelo que había tomado había uno de mis compañeros de generación o todas las veces que nos juntamos en el legendario 1606. Hace un tiempo fui a estudiar a la biblioteca y me di cuenta de que no era lo mismo, faltaban ustedes. Me cuesta expresar en palabras lo que significan para mí, pero quiero que sepan, al menos, que siempre están en mis pensamientos.

Gracias a mis compañeros del LIACE, porque estuvieron ahí cuando las cosas no funcionaban y también cuando funcionaron, porque tener a alguien al lado que está sufriendo y tratando de que las cosas funcionen al lado tuyo igual que tú, alivia un poco la frustración. Porque cuando hablo con ustedes me motivan a aprender más y seguir estudiando.

También quiero agradecer al equipo de pañol, en especial a Claudio, a Carlos y a Cristian. Porque me ayudaron en infinitas cosas, tanto durante los años de laboratorios durante el pregrado, como durante mi tiempo en el LIACE. Cuando necesitaba equipos que ni yo sabía que existían, cuando me enseñaron a soldar, cuando necesite una jaula de Faraday y así muchas otras cosas. Pero sobre todo gracias por la buena onda, el apañe y la constante disposición de ayudar y enseñar.

Muchas gracias a todos los profesores que me acompañaron tanto en los años que pase en la universidad, como en desarrollo de mi tesis. En especial agradezco al profesor Pablo Lezana y a la profesora Margarita Norambuena. El profesor Pablo fue el pilar solido sobre el que se funda gran parte de lo que sé de electrónica y un ejemplo para mí de como ser un excelente profesor y persona. La profesora Margarita es probablemente una de las personas más interesantes que conozco, fue quien me guió a lo largo del desarrollo de toda esta tesis y quien me acompaño en todos los temas relacionados con la investigación.

Agradezco el apoyo dado por la Agencia Nacional de Investigación y Desarrollo de Chile (ANID) a través del fondo basal Fondecyt 11180233. También quiero agradecer al apoyo del Centro Avanzado de Ingeniería eléctrica y electrónica AC3E, a través del fondo basal

FB0008.

Finalmente quiero agradecer a mi familia, son las mejores personas que conozco y creo que lo mejor de mi lo heredé de ustedes.

Índice de Contenidos

Índice de Contenidos I

Índice de Figuras III

Índice de Tablas VII

Resumen 1

1. Introducción 2

2. Marco teórico 5
2.1. Requerimientos de un microinversor . . . 5
2.1.1. Alta ganancia de elevación de tensión . . . 5
2.1.2. Corrientes de fuga . . . 6
2.1.3. Calidad de energía inyectada a red . . . 6
2.1.4. Seguimiento de MPP . . . 7
2.1.5. Oscilación de potencia en red monofásica . . . 9
2.2. Microinversores . . . 9
2.2.1. Características deseables en un microinversor . . . 10
2.2.2. Tipos de configuraciones . . . 11
2.3. Convertidores boost . . . 12
2.3.1. Configuración en interleaved . . . 13
2.4. Interruptores bidireccionales . . . 17

3. Topología propuesta 19
3.1. Propiedades básicas y principio de operación . . . 20
3.1.1. Características de operación: ventajas y desventajas . . . 22
3.2. Modelo matemático . . . 22
3.2.1. Configuración simple . . . 22
3.2.2. Configuración en interleaved . . . 25

4. Modulación, control y operación 27
4.1. Modulación . . . 27
4.1.1. Secuencias de modulación etapa DC-AC . . . 27
4.1.2. Tiempos muertos . . . 29
4.1.3. Modulación etapa DC-DC . . . 33
4.1.4. Modulación etapa DC-AC . . . 34
4.2. Linealización y obtención de plantas para el control . . . 36
4.2.1. Corriente de red . . . 38

4.2.2. Tensión v_{c2} . . . 38
4.2.3. Plantas para el control convertidores boost forma 1 . . . 39
4.2.3.a. Primer convertidor boost . . . 39
4.2.3.b. Segundo convertidor boost . . . 40
4.2.4. Plantas para el control convertidores boost forma 2 . . . 41
4.2.4.a. Corrientes i_{L1a} e i_{L1b} . . . 41
4.2.4.b. Tensión v_{pv} . . . 42
4.2.4.c. Corrientes i_{L2a} e i_{L2b} . . . 42
4.2.4.d. Tensión v_{c1} . . . 43
4.3. Diseño de estrategia de control . . . 43
4.4. Observaciones sobre la operación . . . 45
4.4.1. Efecto del factor de potencia de la corriente de red sobre las secuencias de modulación . . . 45
4.4.2. Limite de operación continua y discontinua para los convertidores boost . . . 49
4.4.2.a. Primer convertidor boost . . . 49
4.4.2.b. Segundo convertidor boost . . . 50
4.4.3. Elección de tensiones internas . . . 51
4.5. Controladores y parámetros de convertidor . . . 52

5. Resultados de simulación 55
5.1. Simulación en estado estacionario . . . 55
5.2. Simulación dinámica y seguimiento de MPPT . . . 59
5.3. Eficiencia . . . 62

6. Validación experimental 66
6.1. Plataforma experimental . . . 66
6.1.1. Plataforma de control . . . 66
6.1.2. PCB y circuitos de medición . . . 67
6.1.3. Carga y simulador de panel . . . 69
6.1.4. Protocolo de encendido . . . 71
6.2. Pruebas experimentales . . . 71
6.2.1. Estado estacionario . . . 71
6.2.2. Cambio de referencia . . . 76
6.2.3. MPPT . . . 79
6.3. Eficiencia y pérdidas . . . 83
6.4. Fallas en la conmutación . . . 86

7. Comentarios y conclusiones 88

A. Publicaciones generadas 90

Bibliografía 91

Índice de Figuras

1.1. Tipos de inversores. (a) Configuración inversor centralizado; (b) Configuración string; (c) Configuración multistring; (d) Configuración módulo AC. 4

2.1. Corrientes de fuga. (a) Capacitancia parásita en paneles solares; (b) Layout de inversor monofásico conectado a red; (c) Circuito simplificado de modo común sistema panel-convertidor-red sin asilación ; (d) Circuito simplificado de modo común sistema panel-convertidor-red con aislación. 7
2.2. Curvas de panel solar. (a) Curvas a diferentes niveles de irradiancia; (b) Curvas a diferentes niveles de temperatura. 8
2.3. Clasificación de microinversores. 9
2.4. Configuraciones utilizadas en microinversores. (a) Microinversor de una etapa; (b) Microinversor de dos etapas, desarrollado en base a pseudo DC-link y etapa de unfolding; (c) Microinversor de dos etapas, desarrollado en base a una etapa DC-DC y una etapa DC-AC; (d) Microinversor de dos etapas, desarrollado en base dos DC-DC de baja elevación para la etapa DC-DC y una etapa DC-AC. 10
2.5. Microinversor clásico con flyback en interleaved y puente H en modo unfolding. 11
2.6. Microinversor de 2 etapas sin aislamiento. 12
2.7. Microinversor single-stage sin aislamiento. 12
2.8. Convertidor boost. 12
2.9. Convertidor boost en interleaved de 2 canales. 14
2.10. Uso de configuración boost en interleaved en aplicaciones fotovoltaicas. . 14
2.11. Ejemplo de principales variables convertidor boost en interleaved de 2 canales. 17
2.12. Arreglos posibles de interruptores bidireccionales. (a) Arreglo DB, (b) arreglo CE, (c) arreglo CC. 18

3.1. Topología de microinversor propuesto. 19
3.2. Topología de microinversor propuesto, convertidores boost en interleaved. 20
3.3. Sección del convertidor referente a (3.1) y (3.2) 23
3.4. Sección del convertidor referente a (3.3), (3.4), (3.5), (3.6) y (3.7). 24
3.5. Sección del convertidor referente a (3.8) y (3.9). 25

4.1. Tensiones v_a y v_b. 28
4.2. Tensión modulada, frecuencia de conmutación de 5 kHz. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles. 29

4.3. Estados de conducción forma 1, en gris estados generados por tiempos muertos. 30
4.4. Estados de conducción forma 2, en gris estados generados por tiempos muertos. 31
4.5. Estados de conducción positivos forma 3, en gris estados generados por tiempos muertos. 32
4.6. Estados de conducción negativos forma 3, en gris estados generados por tiempos muertos. 33
4.7. Modulación etapas dc-dc. 33
4.8. Esquema de modulación etapa DC-AC. 34
4.9. Detalle de esquema de modulación etapa DC-AC. 36
4.10. Explicación gráfica control de variables convertidor propuesto. 37
4.11. Esquema de control de tensiones v_{pv} y v_{c1}. 44
4.12. Esquema de control de tensión v_{c2} y corriente inyectada a red. 46
4.13. Circuito simplificado para la deducción de la forma de i_{HL} 46
4.14. Corriente media I_{HL} forma 1 (a, b, c) y forma 2 (d, e, f) inyectando corriente de red con diferentes factores de potencia. 47
4.15. Integrales temporales de i_{HL}^{+} e i_{HL}^{-} en un ciclo de red para diferentes factores de potencia. (a) forma 1; (b) forma 2. 48
4.16. Integrales temporales de i_{HL}^{+} e i_{HL}^{-} en un ciclo de red para diferentes filtros inductivos. (a) forma 1; (b) forma 2. 49

5.1. Tensiones dc en estado estacionario a potencia nominal. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles. 56
5.2. Izquierda, corriente I_{HL}. Derecha, corriente I_b. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles. 57
5.3. Corrientes de convertidores boost en estado estacionario a potencia nominal. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles. 57
5.4. Gráficos de la izquierda, corriente de red (I_{red}). Gráficos de la derecha, tensión modulada (V_{mod}). Estado estacionario a potencia nominal. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles. 58
5.5. THD de corriente de red para diferentes niveles de generación fotovoltaica, utilizando las diferentes formas de modulación. Potencia base 440 W. . . 59
5.6. Espectro armónico de corriente de red a potencia nominal. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles. 59
5.7. Tensión v_{pv} para los diferentes modos de operación ante cambios en la irradiancia y temperatura. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles. 60
5.8. Tensiones v_{dc1} y v_{dc2} para las diferentes formas de modulación ante cambios en la irradiancia y temperatura. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles. . . 61

5.9. Variables de red ante cambios en la irradiancia y temperatura. Gráficos de la izquierda, corriente de red (I_{red}). Gráficos de la derecha, tensión modulada (V_{mod}). (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles. 62
5.10. Distribución de pérdidas en el convertidor. (a) Pérdidas a 1 p.u. de generación, (b) Pérdidas a 0.5 p.u. de generación. 440 W de potencia base. . . 63
5.11. Pérdidas simuladas para diferentes niveles de generación fotovoltaica, utilizando las diferentes formas de modulación. 64
5.12. Pérdidas en los semiconductores del puente H e interruptores bidireccionales para los diferentes formas de modulación a potencia nominal, utilizando las tres diferentes Estados de generación de tensión 0. (a) Forma 1: 5 niveles, (b) Forma 2: 5 niveles, (c) Forma 3: 7 niveles. 65

6.1. Banco de pruebas 67
6.2. Plataforma DSP+FPGA+HPI y tarjeta de fibra óptica. 67
6.3. Prototipo convertidor propuesto. 68
6.4. Tarjeta de medición de corriente. 69
6.5. Tarjeta de medición de tensión. 69
6.6. (a) Simulador de panel solar; (b) Carga RL. 70
6.7. Circuito utilizado en la validación experimental. 70
6.8. Tensiones dc en estado estacionario a potencia nominal. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles. 72
6.9. Espectro armónico de tensión de panel (v_{pv}) a potencia nominal. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles 72
6.10. Corrientes de convertidores boost en estado estacionario a potencia nominal. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles. 73
6.11. Gráficos de la izquierda, corriente en la carga. Gráficos de la derecha, tensión modulada (V_{mod}). Estado estacionario a potencia nominal. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles. 74
6.12. THD de corriente en la carga para diferentes niveles de generación fotovoltaica, utilizando las diferentes formas de modulación. 75
6.13. Tensión de panel (v_{pv})ante cambio de referencia. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles. 76
6.14. Tensión V_{dc1} y V_{dc2} para las diferentes formas de modulación ante cambio de referencia. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles. 77
6.15. Corrientes de convertidores boost para las diferentes formas de modulación ante cambio de referencia. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles. 78
6.16. Gráficos de la izquierda, corriente en la carga. Gráficos de la derecha, tensión modulada (V_{mod}). Cambio de referencia. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles. 78

6.17. Tensión de panel (v_{pv}) ante cambios de irradiancia y temperatura. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles. 79
6.18. Tensión V_{dc1} y V_{dc2} ante cambios de irradiancia y temperatura. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles. 80
6.19. Corrientes de convertidores boost ante cambios de irradiancia y temperatura. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles. 81
6.20. Magnitud de la corriente alterna en la carga. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles. 82
6.21. Eficiencia medida para diferentes niveles de generación fotovoltaica, utilizando las diferentes formas de modulación. 83
6.22. Imagen termográfica del convertidor propuesto a potencia nominal. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles. 84
6.23. Falla en la conmutación al utilizar forma de modulación 2. 86
6.24. PCB de prototipo construido en la zona de interruptores bidireccionales bidireccionales. 87

Índice de Tablas

2.1. Distorsión máxima de armónicas impares en porcentaje de la corriente nominal, estándar IEEE 1547-2018. 7
2.2. Distorsión máxima de armónicas pares en porcentaje de la corriente nominal, estándar IEEE 1547-2018. 7

3.1. Estados de conducción de la etapa DC-AC. 21
3.2. Tensiones de bloqueo de cada uno de los interruptores para los estados de conducción de la etapa DC-AC y dirección de la corriente por los interruptores S_H y S_L. 21
3.3. Tensiones de bloqueo de semiconductores convertidor propuesto. 22

4.1. Estados de conducción de la etapa DC-AC. 28
4.2. Formas de modulación propuestas. 28
4.3. Factor K_m 440 W de generación, red de 220 V 50 Hz y tensiones internas $v_{c1} = 116V$ y $v_{c2} = 348V$. 39
4.4. Parámetros del convertidor la red y el panel solar. 52
4.5. Componentes utilizados. 53

5.1. THD tensiones dc internas en estado estacionario. 55

6.1. Componentes utilizados prototipo. 68
6.2. Valores máximos módulos E4361A. 71
6.3. Temperaturas del convertidor en ^oC, utilizando las diferentes formas de modulación e IGBTs para la implementación de los interruptores bidireccionales. 85
6.4. Comparación de temperaturas en ^oC en los interruptores bidireccionales, utilizando IGBTs y SiC MOSFETs. 85

Resumen

Los inversores son una parte fundamental en las plantas fotovoltaicas, estos se encargan de extraer la máxima potencia posible del sistema y luego inyectar está energía correctamente a la red eléctrica. Una de las formas de configurar una planta solar es utilizar un convertidor por cada panel, evitando de esta manera el cableado dc y logrando controlar el nivel de tensión de cada panel, y, por lo tanto, la potencia extraída por cada uno de ellos. Los convertidores utilizados en este tipo de configuración son llamados microinversores.

Este trabajo de tesis propone una nueva topología de microinversor basada en las topologías doble-boost y puente H. Adicionalmente a estos convertidores, propone la conexión de los terminales de la red con el condensador intermedio que aparece en la configuración doble-boost. La inclusión de los interruptores bidireccionales busca aumentar el número de niveles disponibles para la modulación de tensión AC, mejorando con esto la calidad de la corriente inyecta a la red y reduciendo la carga de uno de los convertidores boost.

En este trabajo se discute el principio de funcionamiento del convertidor, las principales ventajas y desventajas, se deducen las ecuaciones que rigen el sistema, se propone un esquema de control y se discuten y comparan las diferentes formas en que se puede modular la tensión AC.

La validación de la topología propuesta es verificada a través de simulaciones y resultados experimentales en un prototipo monofásico de 440 W. Como caso base de comparación, se considero la topología puente H doble boost. Los resultados mostraron que se logran menores niveles de THD de corriente de carga utilizando la topología propuesta, además de una mayor eficiencia al utilizar una de las formas de modulación estudiadas.

Capítulo 1

Introducción

El explosivo avance de la energía solar es indiscutible. A principios de esta década se contaba con una capacidad mundial instalada de 43.7 GW, mientras que a finales de 2019 este número ya alcanzaba los 584 GW [1], esto propiciado por la necesidad de reducción de emisiones de carbono y la bajada de costos de paneles solares e inversores [2].

En una planta solar el inversor es el encargado de regular la tensión de los paneles para que la planta trabaje en el punto de máxima potencia (MPP) y también el encargado de inyectar la potencia obtenida a la red cumpliendo con los estándares establecidos [3]. Las configuraciones de inversores usados en aplicaciones fotovoltaicas pueden dividirse en 4:

1. Inversores usados en configuración centralizada,
2. Inversores usados en configuraciones de tipo string,
3. Inversores usados en configuraciones multistring e,
4. Inversores usados en configuración módulo AC [4].

La configuración centralizada es utilizada en plantas solares grandes (>1.6 MW) y se puede ver en la Figura 1.1-(a), presenta el menor costo por Watt peak (Wp), así como la mayor eficiencia de todas las configuraciones, como desventaja tiene un pobre seguimiento de máximo punto de potencia (MPPT), baja flexibilidad y utilización de diodos de bloqueo [3]. La configuración string es utilizada en plantas solares de media potencia (entre 10 kW y 1.6 MW) y como se puede ver en la Figura 1.1-(b) consiste en la conexión de por lo general 10-20 paneles en serie que luego se conectan al inversor, como ventajas esta configuración tiene un buen seguimiento de MPPT, cableado DC reducido y eficiencias aceptables. Como desventajas se cuentan un gran número de elementos, un mayor precio por Wp y la necesidad de un inversor en cada string. La configuración multistring, Figura 1.1-(c), se basa en la utilización de convertidores DC-DC conectados a cada uno de los string de la planta para luego utilizar un único inversor para inyectar la potencia a la red, esta configuración presenta un buen seguimiento de MPPT, alta eficiencia y modularidad y puede ser utilizada en instalaciones de media-alta potencia. Finalmente, la configuración de módulos AC, Figura 1.1-(d), utiliza un convertidor en cada panel para inyectar potencia a la red. Esta configuración presenta el mejor seguimiento de MMPT, menores costes de instalación, mejor rendimiento ante sombreado parcial y mayor modularidad [5].

Los convertidores de potencia utilizados en la configuración módulo AC, son llamados microinversores, y deben manejar la potencia que puede ser extraída de un módulo fotovoltaico, que por lo general se encuentra en el rango de los cientos de Watts. Los requerimientos que debe suplir un microinversor son variados: alta elevación de tensión, calidad de corriente inyectada a red, eliminación de corrientes de fuga, alta densidad de potencia, alta eficiencia, reducción de costos, vida útil comparable a la de los paneles solares [6]. Es por lo anterior que variadas nuevas topologías se han presentado en los últimos años [7] [8] [9]. Este trabajo de tesis, presenta una propuesta de microinversor basado en el uso de convertidores boost en cascada. La nueva propuesta busca utilizar la tensión dc intermedia que aparece en la topología doble-boost para incrementar el número de niveles disponibles en la salida. Con esto se logra un mejoramiento en la calidad de la energía inyectada a red, y un aumento en la eficiencia.

Los siguientes capítulos de este trabajo están organizados de la siguiente manera:

El capítulo 2 presenta una breve descripción de las funciones que debe suplir un microinversor, se presentan algunas topologías del estado del arte y se estudian brevemente algunos elementos de electrónica de potencia que serán utilizados en capítulos posteriores como lo son el convertidor boost y los interruptores bidireccionales.

El capítulo 3 muestra la topología propuesta en este trabajo, se analiza el funcionamiento y principios de operación del convertidor, se discuten ventajas y desventajas y se obtiene el modelo matemático del sistema.

En el capítulo 4 se estudian los estados de conducción de la etapa DC-AC, se discuten las diferentes formas de modulación, se propone un esquema de modulación, se obtienen las plantas para el diseño de controladores y se muestra un esquema de control para el convertidor propuesto.

El capítulo 5 presenta resultados de simulación, y a partir de estos, se realiza un análisis comparativo de las diferentes formas de modulación y el caso base considerado. El análisis se realizó para estado estacionario y para cambios en el punto de operación del panel solar conectado al convertidor. El estudio consideró las corrientes internas del convertidor, las tensiones en los condensadores, la corriente de red y la tensión modulada. Adicional a lo anterior, el capítulo muestra y compara resultados de pérdidas y eficiencia de las diferentes formas de modulación.

El capítulo 6 muestra la validación experimental del convertidor utilizando un prototipo construido en laboratorio. Se muestran resultados de formas de onda de corriente y tensión, además de mediciones de temperatura y pérdidas.

Finalmente, el capítulo 7 provee un breve resumen y discusión de los resultados obtenidos.

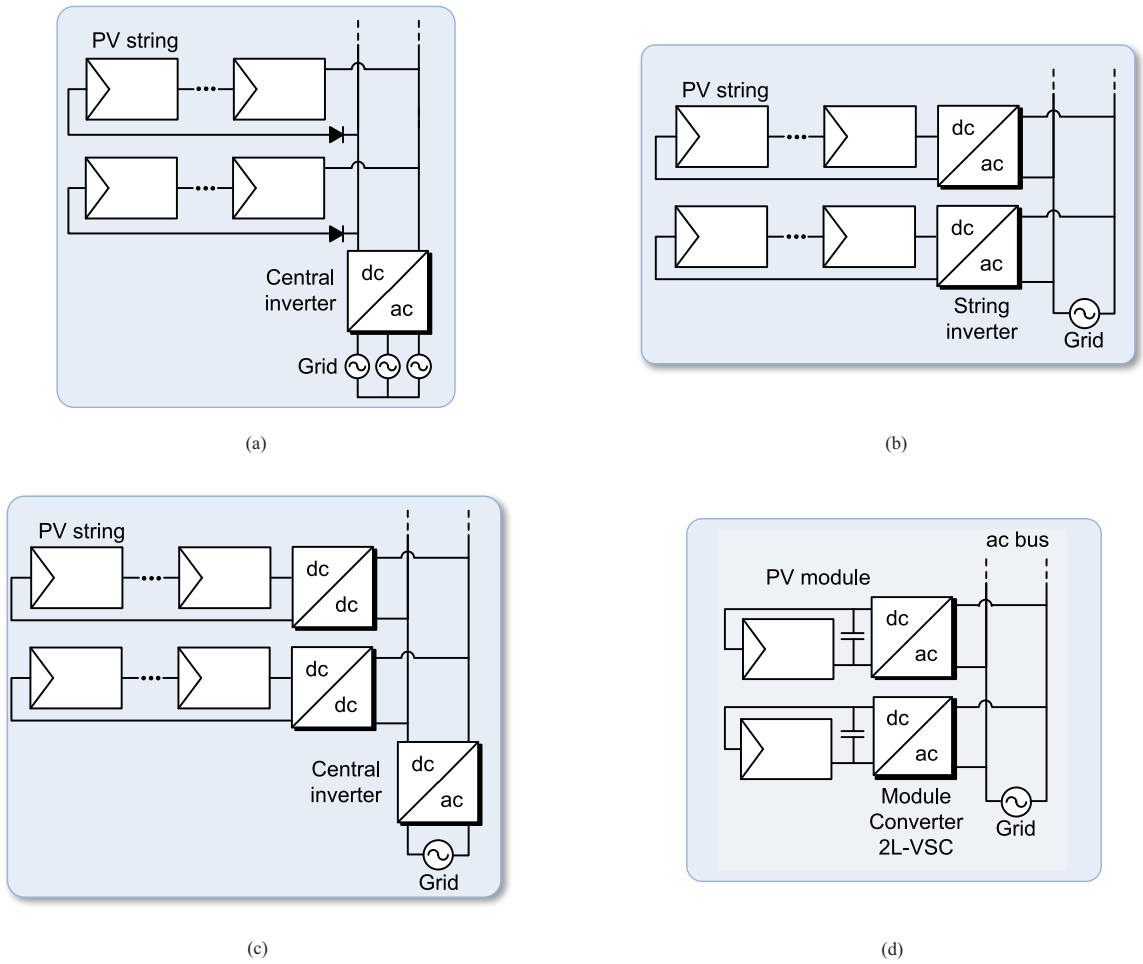


Figura 1.1. *Tipos de inversores. (a) Configuración inversor centralizado; (b) Configuración string; (c) Configuración multistring; (d) Configuración módulo AC.*

Capítulo 2

Marco teórico

En este capítulo se estudian brevemente las funciones y el estado del arte de los microinversores, además de las bases sobre las que se ideó la topología propuesta. En la sección 2.1 se estudian los principales requerimientos de un microinversor. En la sección 2.2 se muestran algunas topologías del estado del arte. En la sección 2.4 se estudian las principales formas de implementar interruptores bidireccionales en la práctica. En la sección 2.3 se analiza el convertidor boost, convertidor que se utiliza en la topología propuesta en esta tesis.

2.1. Requerimientos de un microinversor

Tal como se mencionó en la introducción, los requerimientos que debe suplir un microinversor son variados, en esta sección se discuten aquellos aspectos más relevantes que son: alta ganancia de elevación de tensión, eliminación de corrientes de fuga, calidad de energía inyectada a red, seguimiento de máximo punto de potencia (MPPT) y manejo de la oscilación de potencia monofásica.

2.1.1. Alta ganancia de elevación de tensión

La tensión de un panel solar por lo general se encuentra entre los 20-40 V, esto dependiendo del tipo y de si hay sombreado parcial o no [10], mientras que la tensión típica de una red monofásica es de $311[V_{peak}]$. En configuraciones string, centralizada o multistring, la elevación de tensión requerida se ve disminuida por la utilización serie de paneles, pudiendo optar por la conexión directa del inversor al condensador en paralelo a los paneles [11, 12]. Este no es el caso de la configuración módulo-AC, ya que la tensión DC del lado del panel corresponde simplemente a la de un panel, por lo que la razón de elevación puede ser fácilmente de 1:10, necesitándose, ya sea, una etapa de elevación DC-DC, o bien, una elevación DC-AC en una sola etapa. Entre las soluciones utilizadas para lograr este grado de elevación se encuentra el uso de configuraciones buck–boost [13], configuraciones push-pull [14], configuraciones boost [15], flybacks [16], entre otras.

2.1.2. Corrientes de fuga

Debido a la forma constructiva de un panel solar y al aterrizamiento requerido por norma de sus marcos, se generan capacitancias parásitas de alrededor de 50–150 nF/kW [17] entre los terminales positivos y negativos de cada panel y tierra. Estas capacitancias si bien desde el punto de vista de tensión diferencial no son relevantes, si toman importancia al analizar las corrientes de fuga por tierra generadas. Dependiendo de la topología, un inversor puede generar tensiones de modo común entre el neutro de la red y el neutro del panel [18], por lo que la corriente de fuga a través de las capacitancias parásitas generadas vendrá dada por la magnitud de la tensión de modo común, su frecuencia [19] y el circuito equivalente de tensión de modo común (ver Figura 2.1-(b)). Como se puede ver en la Figura 2.1-(d), en una topología con transformador, ya sea de alta o baja frecuencia, el transformador proporciona una alta impedancia, eliminando en la práctica las corrientes de fuga. Por otra parte, en una configuración sin aislación galvánica, Figura 2.1-(c), las corrientes de fuga son limitadas solo por el filtro de red, las impedancias parásitas de los paneles y la impedancia de tierra. Las corrientes de fuga, además de dañar el panel en el mediano-largo plazo, deben, por estándares y códigos de red [20–22], ser mitigadas, exigiendo típicamente corrientes de fuga menores a 30 mA y exigiendo la utilización de protecciones de desconexión en caso de superar dicho límite.

Dentro de las alternativas para tratar con las corrientes de fuga se pueden mencionar:

1. Uso de transformador de alta frecuencia [23].
2. Uso de transformador de baja frecuencia [3].
3. Aislamiento activo [24].
4. Uso de filtros de CMV [25, 26].
5. *Double-grounding* [27].

2.1.3. Calidad de energía inyectada a red

La distorsión armónica inyectada hacia la red es otro aspecto relevante, el estándar IEEE 1547-2018 [28] utilizado en aplicaciones fotovoltaicas especifica niveles máximos para las primeras armónicas de corriente, así como un máximo del TRD (*Total Rated current Distortion*), en la Tabla 2.1 y la Tabla 2.2 se muestran los niveles requeridos por la normativa, donde el TRD puede ser calculado con base en (2.1):

$$\%TRD = \frac{\sqrt{I_{rms}^2 - I_1^2}}{I_{rated}} \times 100\,\% \tag{2.1}$$

Glosario:

I_1	:	Corriente fundamental nominal RPA (*reference point of applicability*).
I_{rated}	:	Capacidad de corriente nominal.
I_{rms}	:	Corriente RMS de la corriente incluyendo todas las frecuencias.

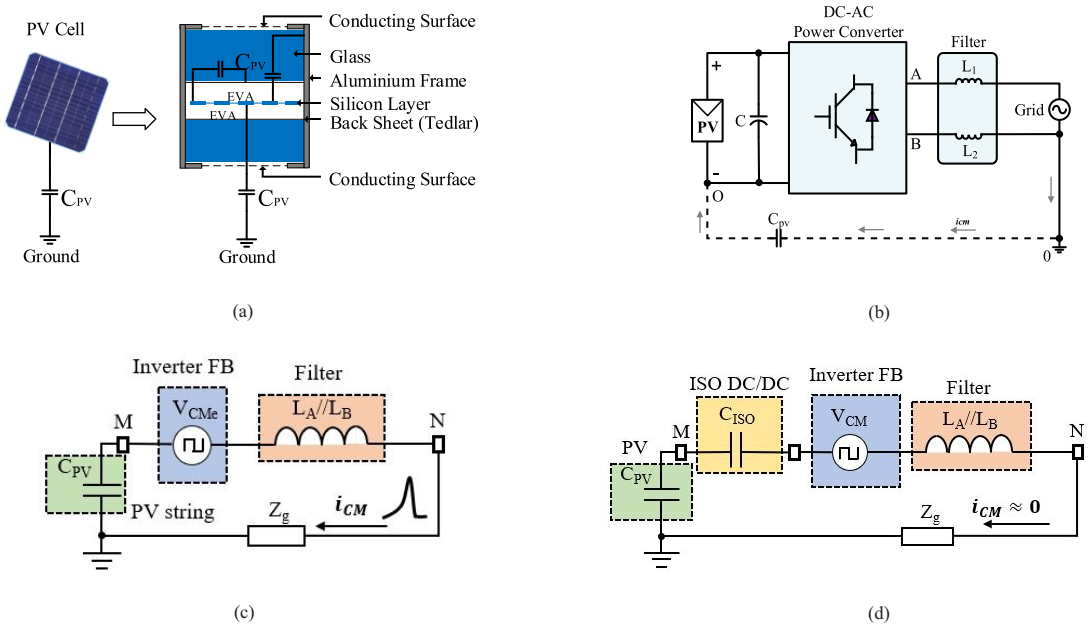


Figura 2.1. *Corrientes de fuga. (a) Capacitancia parásita en paneles solares; (b) Layout de inversor monofásico conectado a red; (c) Circuito simplificado de modo común sistema panel-convertidor-red sin asilación ; (d) Circuito simplificado de modo común sistema panel-convertidor-red con aislación.*

Tabla 2.1
Distorsión máxima de armónicas impares en porcentaje de la corriente nominal, estándar IEEE 1547-2018.

Armónica impar de orden h	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h < 50$	TRD
Porcentaje (%)	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0

Tabla 2.2
Distorsión máxima de armónicas pares en porcentaje de la corriente nominal, estándar IEEE 1547-2018.

Armónica impar de orden h	$h = 11$	$h = 4$	$h = 6$	$8 \leq h < 50$
Porcentaje (%)	4.0	2.0	1.5	Rango especificado en la Tabla 2.1

2.1.4. Seguimiento de MPP

Curvas típicas de corriente-tensión (I-V) y potencia-tensión (P-V) de un módulo fotovoltaico se pueden observar en las Figuras 2.2-(a) y 2.2-(b) [29]. Las curvas I-V tienen un comportamiento similar a una fuente de corriente continua, la corriente se mantiene aproximadamente constante a medida que se aumenta la tensión para luego caer abruptamente a un nivel de tensión específico, alcanzando corriente 0 para el punto de tensión de vacío. Como se puede ver en la Figura 2.2-(a) la corriente de cortocircuito (i_{sc}) aumenta linealmente con el nivel de irradiancia, a su vez se aprecia un cambio en la tensión de vacío (v_{oc}). Estos cambios se ven reflejados en la curva de P-V observada en la Figura 2.2-(a) aumentando la máxima potencia que puede ser extraída del panel a medida que

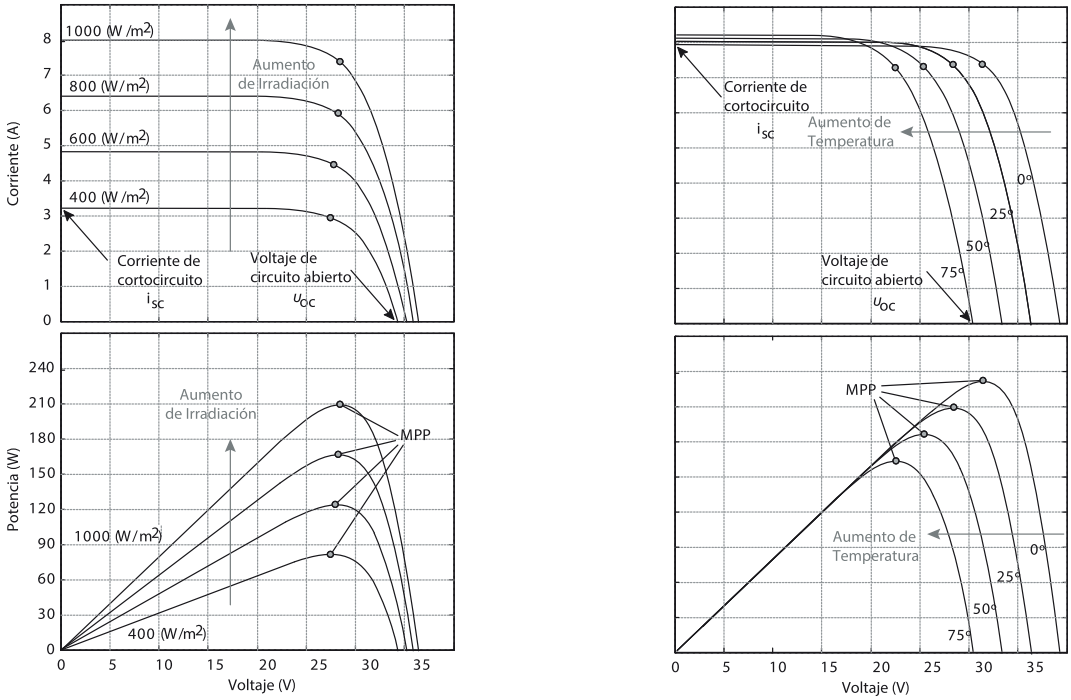


Figura 2.2. *Curvas de panel solar. (a) Curvas a diferentes niveles de irradiancia; (b) Curvas a diferentes niveles de temperatura.*

aumenta la irradiancia, cambiando el punto de máxima potencia (MPP). Si bien la tensión de vacío no se ve mayormente afectada por los cambios de irradiancia, sí se ve afectada en gran medida por los cambios de temperatura, como se puede observar en los gráficos de la Figura 2.2-(b), a medida que aumenta la temperatura del módulo, la tensión de vacío disminuye, disminuyendo de esta manera la máxima potencia que puede ser extraída del modelo solar y cambiando el MPP.

En resumen, si cambia el nivel de irradiancia o cambia la temperatura, el MPP cambia, por lo que la tensión del panel para la cual la potencia extraída es máxima cambia, los algoritmos encargados de encontrar la tensión para máxima potencia y entregar la referencia de tensión son los algoritmos MPPT (*Maximum Power Point Tracking*). Las técnicas de MPPT propuestas en la literatura son variadas [30], sin embargo, el algoritmo más comúnmente utilizado en publicaciones, tanto por su facilidad de implementación, como por sus buenos resultados, es el algoritmo *Perturb and Observe* (P&O), este algoritmo es del tipo *Hill climbing* y lo que hace es cambiar la referencia de tensión del panel y con base en las mediciones de potencia observadas aumenta o disminuye la referencia de tensión. Los parámetros más relevantes de este algoritmo son cada cuánto tiempo se ejecuta el cambio de referencia de tensión (Δt) y la variación de tensión realizada en cada paso del algoritmo (ΔV).

De esta manera, el convertidor y su control deben ser capaces de realizar cambios rápidos de la tensión DC del módulo fotovoltaico con un ripple de tensión lo suficientemente pequeño para que el algoritmo P&O pueda utilizar ΔV pequeños, aumentando de esta manera la eficiencia del algoritmo.

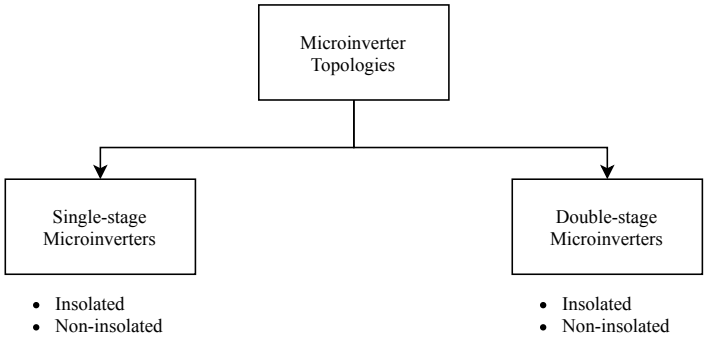


Figura 2.3. *Clasificación de microinversores.*

2.1.5. Oscilación de potencia en red monofásica

Por lo general los microinversores se conectan a redes monofásicas cuya potencia extraída o inyectada es intrínsecamente oscilatoria, esta oscilación puede deducirse fácilmente al calcular la potencia extraída o inyectada a partir de una tensión y corriente sinusoidales:

$$P(t) = i(t) \cdot v(t) \tag{2.2}$$

$$P(t) = \hat{i}cos(\omega t) \cdot \hat{v}cos(\omega t) \tag{2.3}$$

$$P(t) = \hat{i}\hat{v}\frac{1}{2}(1 - cos(2\omega t)) \tag{2.4}$$

De esta manera, además de la potencia media que puede ser inyectada a la red, también se debe considerar que se tendrá una potencia oscilatoria del doble de la frecuencia de la red. Para evitar que esta oscilación se vea reflejada en la tensión del lado DC, se utiliza algún elemento pasivo (condensadores por lo general) para que disminuya la oscilación de potencia [31], de esta manera en la etapa de diseño del controlador de tensión de dicho elemento, se debe evitar que el controlador de tensión trate de compensar la oscilación de tensión de frecuencia 2ω, que por motivos físicos, debe existir. Como solución simple se puede incluir un filtro elimina banda de frecuencia de resonancia igual a 2ω en la medición de tensión del elemento que se encarga de manejar la oscilación de potencia.

2.2. Microinversores

Algunas de las primeras propuestas comerciales de microinversores fueron las de Enphase [32] y Enecsys [33] y a partir de entonces, el crecimiento del mercado de microinversores ha ido en aumento con un crecimiento esperado de 15.6 % para el periodo 2016-2026 [34]. Si bien se han presentado propuestas de microinversores trifásicos [35], por lo general un microinversor se instala en cada panel donde la salida AC del microinversor corresponde a una red monofásica. En la Figura 2.3 se muestra la forma más común de clasificación de microinversores, ésta los divide de acuerdo al número de etapas con la que se realizan sus funciones, así como si la topología cuenta o no con aislación galvánica.

En la Figuras 2.4 se pueden observar las diferentes configuraciones utilizadas en microinversores. La Figura 2.4-(a) muestra el esquema de una topología de una etapa, este tipo

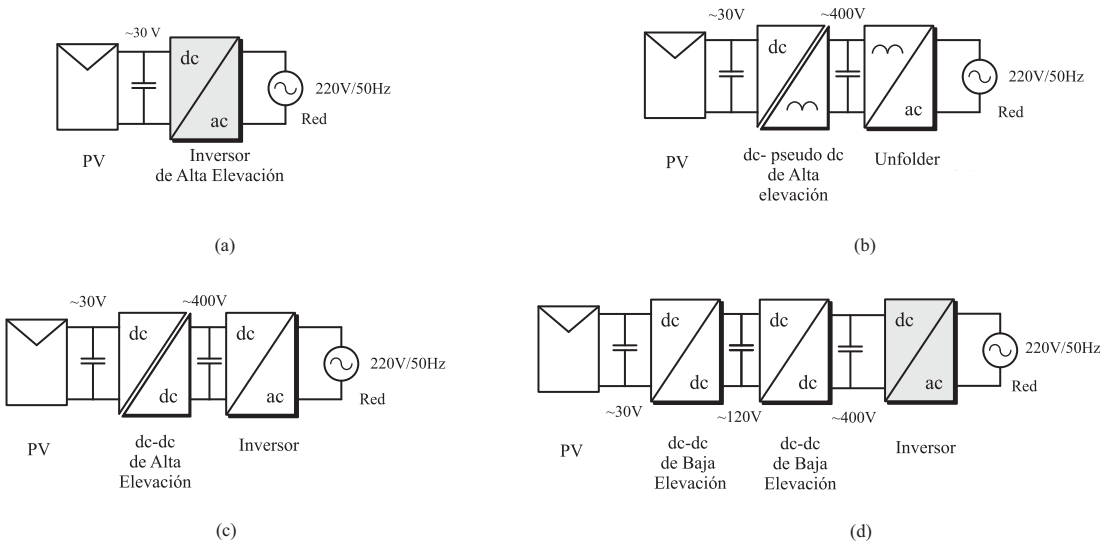


Figura 2.4. *Configuraciones utilizadas en microinversores. (a) Microinversor de una etapa; (b) Microinversor de dos etapas, desarrollado en base a pseudo DC-link y etapa de unfolding; (c) Microinversor de dos etapas, desarrollado en base a una etapa DC-DC y una etapa DC-AC; (d) Microinversor de dos etapas, desarrollado en base dos DC-DC de baja elevación para la etapa DC-DC y una etapa DC-AC.*

de topología busca reducir el número de componentes requeridos y aumentar la eficiencia del convertidor, como desventaja el control puede ser más complejo que en topologías de dos etapas. En la Figura 2.4-(b) se muestra una topología que utiliza un pseudo DC-link que luego es invertido por una etapa de unfolding que conmuta a frecuencia de red, de esta manera se reducen las pérdidas por conmutación de los semiconductores. En la Figura 2.4-(c) se muestra el esquema de una topología de 2 etapas, la primera corresponde a un convertidor DC-DC de alta elevación y la segunda etapa es una etapa DC-AC conmutando a alta frecuencia. En la Figura 2.4-(d) se muestra la misma implementación que 2.4-(c) pero utilizando 2 DC-DC de baja elevación en cascada para la etapa DC.

2.2.1. Características deseables en un microinversor

Dentro de las características que las nuevas topologías buscan cubrir se pueden mencionar:

- Aumento de eficiencia: La eficiencia es un factor significativo en éste tipo de convertidores. Dentro de las topologías sin aislación galvánica la mayor eficiencia alcanzada hasta el momento es de 96.5 %, mientras que en configuraciones con aislación galvánica se ha reportado una eficiencia máxima de 96 % utilizando una estrategia de soft switching [34]. Aspectos como la reducción de tensiones de bloqueo de semiconductores y disminución de corrientes de conducción, permiten mejorar éste aspecto.
- Densidad de potencia: Generalmente un microinversor es diseñado para ser instalado en la parte trasera o bajo de un módulo solar, de esta manera el convertidor debe ser compacto. Densidades de potencia tipicas oscilan entre 0.2-0.5 W/cm^2 [34].
- Reducción de costos: El costo tanto de paneles solares, como de inversores solares a

caído drásticamente en los últimos años. Aspectos como el número de semiconductores, tamaño del filtro de red, uso de transformador y sistema de almacenamiento son aspectos que influyen en el costo total del microinversor.

- Reducción tamaño de componentes: éste aspecto se relaciona tanto con el costo del panel como con la eficiencia, ya que por lo general, elementos pasivos más pequeños son más baratos y presentan menores pérdidas. Dentro de los principales componentes que se busca reducir destacan los capacitores utilizados, buscándose capacitores del orden de los $100\mu F$(de preferencia menores) para el uso de capacitores de película, estos cuentan con una mayor duración que los capacitores electrolíticos, permitiendo una vida útil del convertidor comparable a la del panel (25 años) [34].

2.2.2. Tipos de configuraciones

En la Figura 2.5 se puede ver una configuración clásica de microinversor [23] de dos etapas con aislación galvánica y etapa de unfolding. Esta utiliza convertidores flyback en interleaved conmutando a alta frecuencia, con los respectivos problemas de resonancia, costes y pérdidas que esto implica, pero que cumplen con la función de elevar, aislar y formar la tensión del pseudo DC-link y a su vez controlar la corriente extraída desde el condensador de panel, con lo cual a su vez se controla la tensión del panel y, por lo tanto, el punto de operación en la curva I-V del panel.

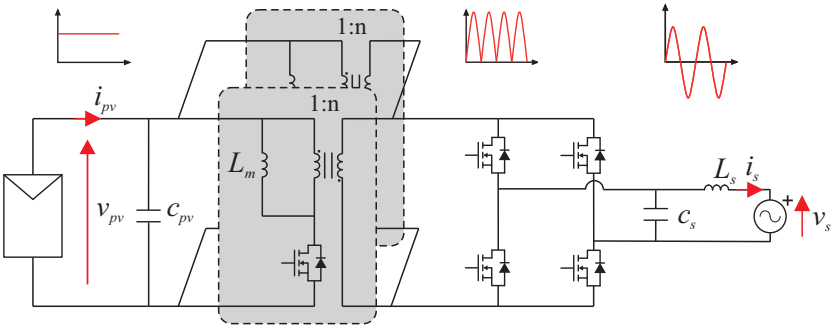


Figura 2.5. *Microinversor clásico con flyback en interleaved y puente H en modo unfolding.*

Otro gran grupo de microinversores corresponde a topologías de dos etapas y sin aislamiento, en la Figura 2.6 se puede ver una topología inspirada en convertidores boost, un semi-puente H conmutando en alta frecuencia y un boost bidireccional [27]. Esta topología utiliza la estrategia de tierra doblemente aterrizada, una elevada frecuencia de conmutación (100 kHz) y capacitancias del orden de los $5\mu F$, alcanzando una eficiencia del 95 %.

En la Figura 2.7 se muestra una topología sin aislamiento y con una sola etapa de conversión [36], es decir que se realiza la elevación de tensión, el control de corriente inyectada a red y control de tensión del condensador del panel en una sola etapa. Como se puede ver de la Figura 2.7 éste convertidor utiliza sólo 4 mosfets y la estrategia de tierra doblemente aterrizada, con esto logra una eficiencia del 96 %.

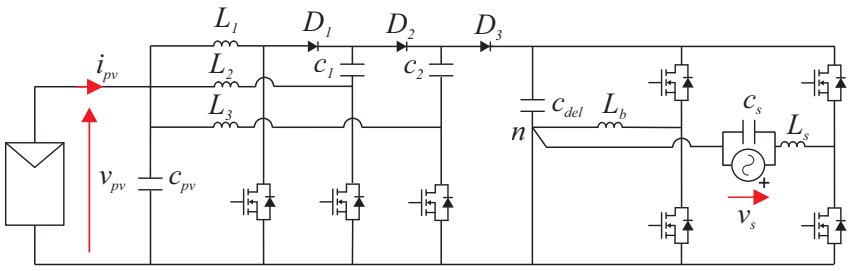


Figura 2.6. *Microinversor de 2 etapas sin aislamiento.*

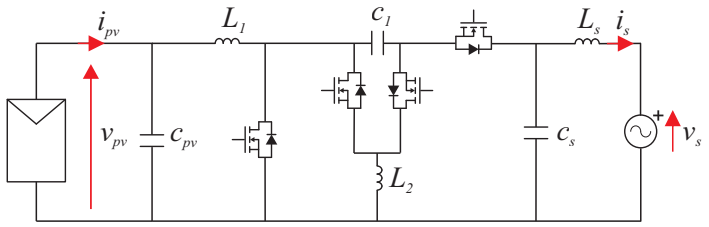


Figura 2.7. *Microinversor single-stage sin aislamiento.*

2.3. Convertidores boost

El convertidor boost (Figura 2.8) es uno de los convertidores dc-dc más simples y se encuentra entre los primeros convertidores que se estudian en cursos de electrónica de potencia. Es un convertidor elevador, lo que quiere decir que es usado para transferir potencia desde una fuente de tensión continua, hacia una carga con un nivel de tensión superior.

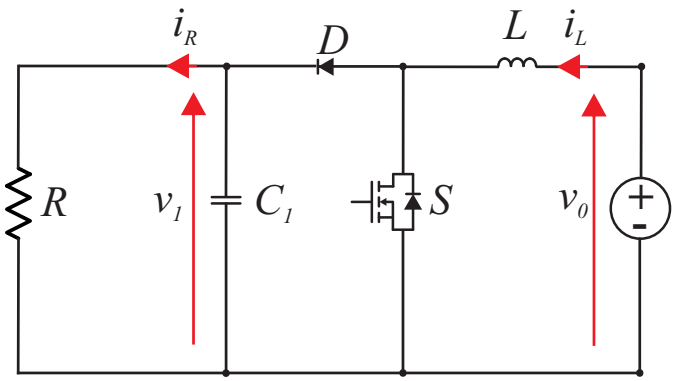


Figura 2.8. *Convertidor boost.*

Cuando el interruptor S se encuentra encendido, el diodo se bloquea, por lo que la tensión de la fuente v_0 cae en los terminales del inductor L con lo que el inductor aumenta su nivel de corriente. Por otra parte, el condensador C_1 se descarga a través de la resistencia de carga. El sistema ene este estado de conducción puede ser descrito por (2.5)-(2.6).

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} v_0 \tag{2.5}$$

$$\frac{dv_1}{dt} = -\frac{v_1}{RC_1} \tag{2.6}$$

Cuando el interruptor S se encuentra apagado y el inductor se encuentra cargado, el diodo conduce, por lo que la resistencia R y el condensador C_1 reciben tanto parte de la energía magnética almacenada en el inductor, como energía desde la fuente V_0, el sistema puede modelarse con (2.7)-(2.8).

$$\frac{dv_1}{dt} = \frac{1}{C_1}(i_L - \frac{v_1}{R}) \tag{2.7}$$

$$\frac{i_L}{dt} = (v_0 - v_1) \tag{2.8}$$

Si durante el tiempo que el interruptor S se encuentra apagado la corriente i_L llega a 0, el diodo D se polarizará de manera inversa y el flujo de potencia desde la fuente a la carga se detiene. Posteriormente, cuando el interruptor S se enciende de nuevo, el inductor L se cargará nuevamente, para luego comenzar a descargarse cuando S se apague. Este tipo de operación se conoce como modo de conducción discontinua.

Por otra parte, si durante el ciclo de descarga del inductor éste no se logra descargar completamente, se dice que el convertidor trabaja en modo de conducción continua. En estado estacionario y si el convertidor trabaja en modo de conducción continua, la relación entre la tensión de la fuente y la tensión de la carga es determinada por el ciclo de trabajo D definido en base al tiempo que permanece encendido el interruptor (t_{on}) y el periodo de conmutación T_s:

$$\frac{v_1}{v_0} = \frac{1}{1-D} \tag{2.9}$$

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \tag{2.10}$$

Teóricamente, puesto que el ciclo de trabajo varía entre 0 y 1, la ganancia podría ser infinita. Sin embargo, debido a que los componentes no son ideales, principalmente por la resistencia serie de la inductancia L, la resistencia serie de los condensadores y las pérdidas en el diodo y el interruptor, se producen dos efectos [37]:

- La curva de ganancia comienza a decrecer con ciclos de trabajo cercanos a 1.
- El rendimiento decrece significativamente con ciclos de trabajo cercanos a 1.

Es por esto que típicamente la ganancia de tensión se limita a valores inferiores a 10 (D<0.9) y valores aún menores si se debe priorizar la eficiencia del sistema [38].

2.3.1. Configuración en interleaved

Los convertidores DC-DC en interleaved, multifase o multicanal, se basan en el uso de N convertidores DC-DC operando en paralelo a la misma frecuencia y utilizando un

desfasamiento entre los pulsos de disparo de los interruptores de cada convertidor [39]. De esta manera se logra operar a una frecuencia efectiva N veces la de cada convertidor, lo que reduce el tamaño de los filtros requeridos así como también las pérdidas [40, 41]. En la Figura 2.9 se muestra el convertidor boost de 2 canales.

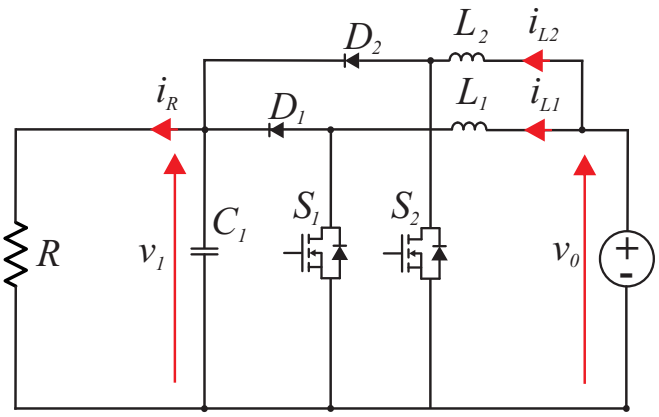


Figura 2.9. *Convertidor boost en interleaved de 2 canales.*

Una configuración típica de la utilización del convertidor boost en interleaved se muestra en la Figura 2.10, donde por lo general se utiliza el convertidor boost para controlar la tensión en el panel C_0 a la vez que se extrae la potencia hacia una etapa de mayor tensión v_1 controlada por otro convertidor.

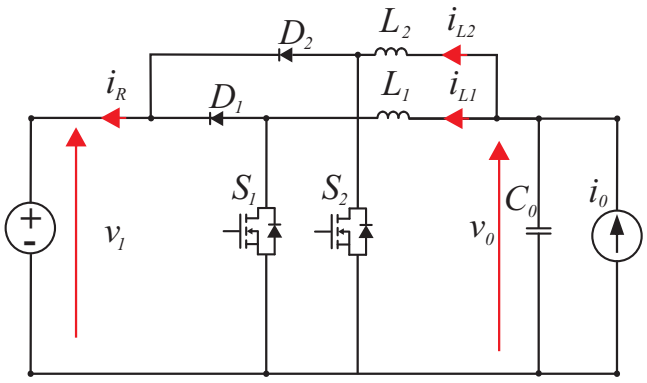


Figura 2.10. *Uso de configuración boost en interleaved en aplicaciones fotovoltaicas.*

Para entender el funcionamiento de esta configuración se describen los estados de conducción, las ecuaciones que describen el sistema en cada uno de estos y posteriormente se obtiene el modelo promediado. Como suposiciones para la obtención de las ecuaciones de asume:

- Interruptores ideales, sin capacitancias parásitas, sin pérdidas y con tiempos de encendido y apagado 0.
- Resistencias parásitas despreciables para los elementos pasivos.
- Elementos pasivos lineales, invariantes en el tiempo e independientes de la frecuencia.

1. **Estado (S_1,S_2)=(0,0):**

   En (2.11) se describe el sistema cuando los interruptores S_1 y S_2 no se encuentran conduciendo. La corriente de los inductores es extraída desde el capacitor C_0 e inyectada a la fuente v_1. Ya que v_1 es mayor que v_0 la corriente en los inductores tiende a disminuir. Por otra parte, la tensión en el condensador v_0 depende del balance de las corrientes i_{L1}, i_{L2} e i_0, tendiendo a aumentar esta tensión si la suma de las corrientes en los inductores es mayor que la corriente i_0.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dv_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ \frac{-1}{C_0} & \frac{-1}{C_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L_1} \\ 0 & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1}{C_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ v_1 \end{bmatrix} \tag{2.11}$$

2. **Estado (S_1,S_2)=(1,0):**

   (2.12) describe el sistema cuando el interruptor S_1 se encuentra en estado de conducción y el interruptor S_2 no conduce. Como se puede ver la dinámica de la tensión del condensador C_0 se mantiene, es decir depende del balance de las corrientes i_{L1}, i_{L2} y i_0. En este estado la tensión del condensador C_0 cae en el inductor L_1, por lo que la corriente de este tiende a aumentar, por otra parte la tensión en los terminales de L_2 es la misma que en el estado anterior, por lo que la corriente i_{L2} tiende a disminuir.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dv_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ \frac{-1}{C_0} & \frac{-1}{C_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1}{C_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ v_1 \end{bmatrix} \tag{2.12}$$

3. **Estado (S_1,S_2)=(1,1):**

   En (2.13) se describe el sistema cuando ambos interruptores se encuentran en estado de conducción. Como se puede ver la dinámica de la tensión del condensador C_0 se mantiene, es decir depende del balance de las corrientes i_{L1}, i_{L2} y i_0. En este estado la tensión del condensador C_0 cae los terminales de los inductores L_1 y L_2, por lo que la corriente de estos tiende a aumentar.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dv_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ \frac{-1}{C_0} & \frac{-1}{C_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{C_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ v_1 \end{bmatrix} \tag{2.13}$$

4. **Estado (S_1,S_2)=(0,1):**

   En (2.14) se describe el sistema cuando el interruptor S_2 se encuentra en estado de conducción y el interruptor S_1 se encuentra apagado. Este estado es similar el estado (1,0) salvo que la corriente en el inductor L_2 aumenta y la corriente en el inductor L_2 disminuye.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dv_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ \frac{-1}{C_0} & \frac{-1}{C_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{C_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ v_1 \end{bmatrix} \tag{2.14}$$

Para obtener el modelo promediado se definen los ciclos de trabajo de los interruptores S_1 y S_2 como D_1^{on} y D_2^{on}, siendo estos el tiempo que se mantienen encendidos los interruptores sobre el periodo total. Por otra parte, es necesario analizar los diferentes estados de conducción y deducir las ecuaciones de estado promedio.

Si se observan las ecuaciones de estado de la corriente i_{L2}, la componente que multiplica v_0 es 0 cuando $S_1 = 1$ y $\frac{-1}{L_1}$ cuando $S_1 = 0$, por lo que se concluye que el término que multiplica a v_0 en dicha ecuación debe ser $1 - S_1$. De la misma forma, la componente que multiplica a v_0 en la ecuación dinámica de la corriente i_{L2} es 0 cuando $S_2 = 1$ y $\frac{-1}{L_2}$ cuando $S_2 = 0$, por lo que se concluye que el término que multiplica a v_0 en dicha ecuación debe ser $1 - S_2$.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dv_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ \frac{-1}{C_0} & \frac{-1}{C_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-S_1}{L_1} \\ 0 & -\frac{1-S_2}{L_2} \\ \frac{1}{C_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ v_1 \end{bmatrix} \tag{2.15}$$

De esta forma, el modelo promedio del sistema para un ciclo de conmutación queda descrito por (2.17).

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dv_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ \frac{-1}{C_0} & \frac{-1}{C_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-D_1^{on}}{L_1} \\ 0 & -\frac{1-D_2^{on}}{L_2} \\ \frac{1}{C_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ v_1 \end{bmatrix} \tag{2.16}$$

El sistema de ecuaciones anterior también puede expresarse con los índices de modulación D_1^{off} y D_2^{off}, siendo estos el tiempo que se mantienen apagados los interruptores sobre el periodo total.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dv_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ \frac{-1}{C_0} & \frac{-1}{C_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{D_1^{off}}{L_1} \\ 0 & -\frac{D_2^{off}}{L_2} \\ \frac{1}{C_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ v_1 \end{bmatrix} \tag{2.17}$$

(2.15) puede ser linealizada para la obtención de controladores, sin embargo pueden obtenerse conclusiones útiles directamente de esta:

- La tensión del condensador de baja tensión C_0 se puede controlar utilizando las corrientes i_{L1} y i_{L2}.
- La corriente de cada uno de los inductores L_1 y L_2 depende del ciclo de trabajo de los interruptores S_1 y S_2, pudiendo controlarse independientemente i_{L1} e i_{L2}.
- El control de la corriente en L_1 y L_2 depende directamente en v_1, por lo que perturbaciones en dicha tensión se verán reflejadas como perturbaciones en el control de dichas variables.

En la Figura 2.11 se muestran formas de onda típicas de esta configuración. Como se puede notar la frecuencia de oscilación de la forma de onda de la corriente de entrada es el doble de la de la corriente de cada uno de los convertidores boost y, por otra parte, la

corriente media que es procesada por cada uno de los convertidores corresponde a la mitad de la corriente total. Respecto a los pulsos de disparo de los interruptores el desfase es de 180^o, este desfase(ϕ) viene dado por (2.18).

$$\phi = \frac{N}{360^o} \tag{2.18}$$

Donde N es el número de canales en paralelo.

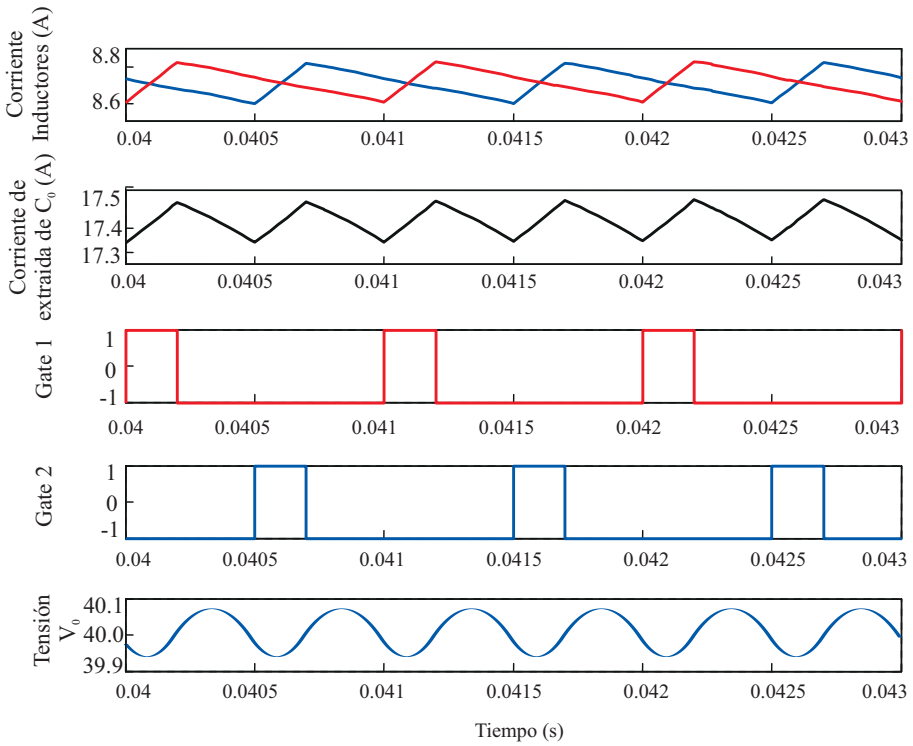


Figura 2.11. *Ejemplo de principales variables convertidor boost en interleaved de 2 canales.*

2.4. Interruptores bidireccionales

Finalmente, se introduce el concepto de interruptores bidireccionales, concepto necesario para explicar la topología propuesta.

Los semiconductores que se utilizan en electrónica de potencia como interruptores controlados, como lo son IGBTs y mosfets, corresponden a interruptores de 2 cuadrantes, es decir, tienen la capacidad de conducir corriente en ambas direcciones, pero bloquean tensiones en solo una. Un interruptor bidireccional es aquel que tiene la capacidad de conducir corrientes en ambas direcciones y además bloquear tensiones positivas y negativas, esta clase de interruptor no existe comercialmente, por lo que deben construirse a partir de semiconductores unidireccionales [42].

Las 3 formas estándar de construir interruptores bidireccionales se muestran en la Figura 2.12. El arreglo de puente de diodos (DB) utiliza solo 1 semiconductor activo y 4 diodos, sin embargo, presenta las mayores pérdidas de conducción, ya que la corriente

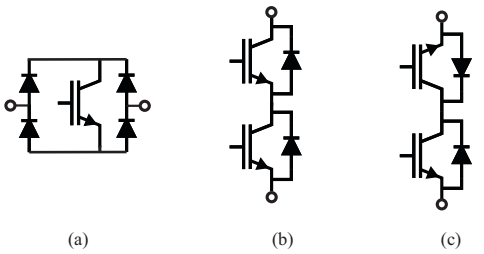


Figura 2.12. *Arreglos posibles de interruptores bidireccionales. (a) Arreglo DB, (b) arreglo CE, (c) arreglo CC.*

siempre fluye a través del interruptor activo y 2 diodos. Los arreglos de emisor común (CE) y colector común (CC) utilizan 2 semiconductores activos en serie y permiten controlar la dirección de la corriente a controlar.

En la configuración CE los interruptores tienen el mismo emisor, por lo que puede utilizarse la misma fuente de tensión para el encendido y apagado de ambos semiconductores que componen un módulo bidireccional.

La configuración CC requiere 1 fuente aislada para cada uno de los interruptores que componen el módulo bidireccional, esto puede llevar a la conclusión que requiere de un mayor número de fuentes de tensión aisladas, sin embargo en algunas aplicaciones, como lo son convertidores matriciales, esta configuración permite disminuir el número de fuentes independientes requeridas, al utilizar una misma fuente para encender y apagar interruptores de diferentes módulos bidireccionales.

Capítulo 3

Topología propuesta

La configuración propuesta se muestra en la Figura 3.1, esta se basa en el uso de 2 boost en cascada para la etapa de elevación DC-DC, mientras que para la conversión DC-AC se propone la utilización del puente H clásico compuesto por los interruptores S_1, S_2, S_3 y S_4 en conjunto con la implementación de los interruptores bidireccionales S_H y S_L. El convertidor está pensado para ser utilizado como microinversor, por lo que en los terminales del condensador c_{pv} debería conectarse un panel solar de 30-50 V de tensión de MPP y en los terminales donde se modula la tensión v_{mod} debiese conectarse una red monofásica y un filtro para el control del THD de la corriente inyectada a la red.

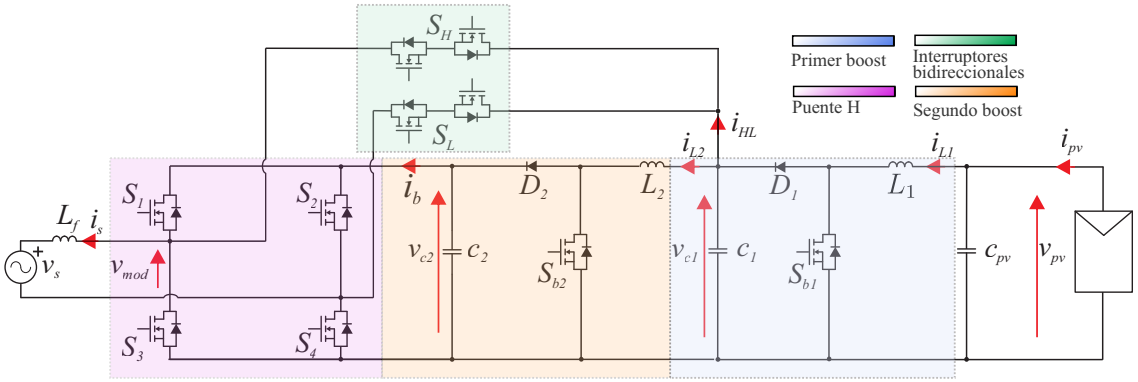


Figura 3.1. *Topología de microinversor propuesto.*

Si bien en la Figura 3.1 se muestran los inductores de los boost en cascada como inductores simples, estos pueden ser también implementados en modo interleaved, esto para aprovechar las ventajas de esta configuración mencionadas en capítulos anteriores. El convertidor propuesto utilizando este tipo de configuración se muestra en la Figura 3.2.

En la sección 3.1 se muestran las principales características, forma de operación y ventajas y desventajas del convertidor. En la sección 3.2 se deducen las ecuaciones que modelan el sistema, tanto de la configuración simple, como de la configuración interleaved de 2 canales.

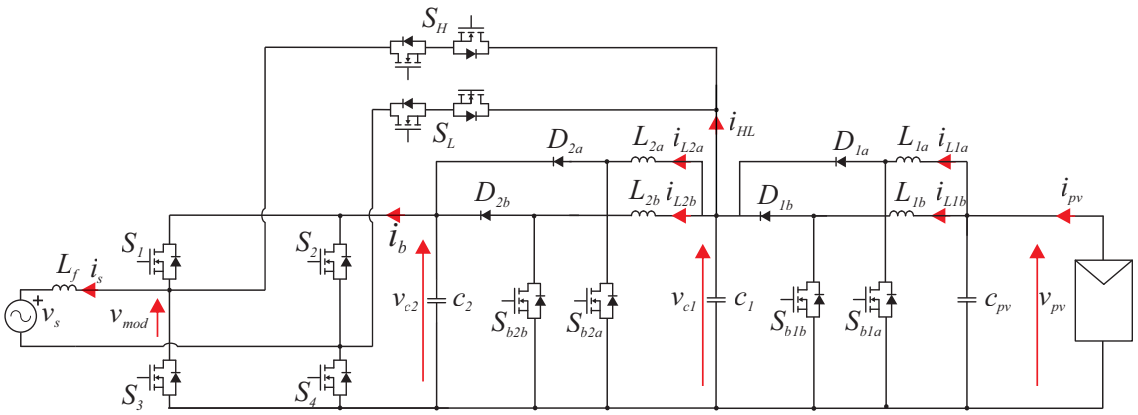


Figura 3.2. *Topología de microinversor propuesto, convertidores boost en interleaved.*

3.1. Propiedades básicas y principio de operación

El convertidor propuesto es un convertidor DC-AC de alta relación de elevación, esto debido a que cada uno de los convertidores boost puede proporcionar una parte de la razón de elevación total requerida por la aplicación. El primer convertidor boost compuesto por el interruptor S_{b1}, el diodo D_1 y el inductor L_1 funciona como una fuente de corriente, controlando el nivel de corriente del inductor L_1 para extraer la potencia suministrada por el panel y realizar el control de tensión de panel v_{pv}. El segundo convertidor boost está compuesto por el interruptor S_{b2}, el diodo D_2 y el inductor L_2, corresponde a la segunda etapa de elevación y es el encargado de controlar el nivel de tensión v_{c1}.

Los interruptores S_1 y S_2 permiten conectar el terminal positivo del condensador c_2 con los terminales de red, los interruptores S_3 y S_4 permiten conectar el terminal negativo del panel con los terminales de red y los interruptores S_H y S_L permiten conectar el terminal positivo del condensador c_1 con el terminal positivo y negativo de la red respectivamente. De esta manera, la variedad de tensiones que pueden ser impuestas en los terminales de red se incrementa respecto a las tensiones que pueden ser moduladas por un puente H simple, siendo posibles combinaciones de tensiones v_{c1} y v_{c2}. Si se consideran las tensiones de los condensadores aproximadamente constantes, entonces es posible obtener las tensiones que pueden ser impuestas en los terminales de red para las diferentes estados de conducción. En la Tabla 3.1 se muestran los 9 estados de conducción que pueden ser utilizados sin producir cortocircuitos, así como las corrientes i_b e i_{HL} que corresponden a las corrientes que son extraídas de los condensadores c_2 y c_1 respectivamente en cada estado de conducción.

Como se puede ver, la tensión que se puede imponer en los bornes AC corresponde a las tensiones de los condensadores v_{c1} y v_{c2}, la resta de las tensiones de los condensadores, la tensión 0 y el negativo de las tensiones anteriores. Con esto se tiene que la topología puede generar 7 tensiones diferentes en los terminales de red además de presentar redundancia en la generación de la tensión 0 con los estados 4, 5 y 6.

Desde el punto de vista de la corriente extraída del condensador c_2, y si se asume un factor de potencia unitario entre tensión modulada y corriente[1], los estados 1, 2, 8 y 9

[1]La condición estándar de operación de los microinversores es factor de potencia unitario con la red, sin embargo, para el presente análisis, ésta es una aproximación razonable, cuya explicación se desarrolla en la sección 4.4.1

Tabla 3.1
Estados de conducción de la etapa DC-AC.

Estado	V_{mod}	S_1	S_2	S_3	S_4	S_H	S_L	i_b	i_{HL}
1	v_{c2}	1	0	0	1	0	0	i_s	0
2	$v_{c2} - v_{c1}$	1	0	0	0	0	1	i_s	$-i_s$
3	v_{c1}	0	0	0	1	1	0	0	i_s
4	0	1	1	0	0	0	0	0	0
5	0	0	0	0	0	1	1	0	0
6	0	0	0	1	1	0	0	0	0
7	$-v_{c1}$	0	0	1	0	0	1	0	$-i_s$
8	$-v_{c2} + v_{c1}$	0	1	0	0	1	0	$-i_s$	i_s
9	$-v_{c2}$	0	1	1	0	0	0	$-i_s$	0

extraen la corriente de red i_s del condensador c_2, mientras que para los otros estados no se extrae corriente. Para la corriente extraída del condensador c_1, los estados 3 y 4 extraen la corriente de red i_s del condensador, mientras que los estados 2 y 7 inyectan la corriente de red al condensador.

El efecto de la utilización de cada uno de los estados de conducción en el THD de las principales variables y la eficiencia del sistema se discute en mayor profundidad en el capítulo 4.

La tabla 3.2 muestra las tensiones que bloquea cada uno de los interruptores en cada estado, así como la dirección de la corriente por cada uno de los interruptores bidireccionales asumiendo factor de potencia unitario entre la corriente de red y la tensión modulada. Como se puede ver, las tensiones que deben ser bloqueadas por los interruptores del puente H son siempre positivas. Diferente es el caso de las tensiones que deben bloquear los interruptores bidireccionales, que toman valores positivos y negativos. De la misma forma, las corrientes que circulan por dichos interruptores también toman valores positivos y negativos. Por lo que se concluye que efectivamente los interruptores S_H y S_L deben ser interruptores bidireccionales.

Tabla 3.2
Tensiones de bloqueo de cada uno de los interruptores para los estados de conducción de la etapa DC-AC y dirección de la corriente por los interruptores S_H y S_L.

Estado	V_{mod}	S_1	S_2	S_3	S_4	S_H	S_L	i_H	i_L
1	v_{c2}	0	v_{c2}	v_{c2}	0	$v_{c2} - v_{c1}$	$-v_{c1}$	0	0
2	$v_{c2} - v_{c1}$	0	$v_{c2} - v_{c1}$	v_{c2}	v_{c1}	$v_{c2} - v_{c1}$	0	0	-
3	v_{c1}	$v_{c2} - v_{c1}$	v_{c2}	v_{c1}	0	0	$-v_{c1}$	+	0
4	0	0	0	v_{c2}	v_{c2}	$v_{c2} - v_{c1}$	$v_{c2} - v_{c1}$	0	0
5	0	$v_{c2} - v_{c2}$	$v_{c2} - v_{c1}$	v_{c1}	v_{c1}	0	0	+/-	+/-
6	0	v_{c2}	v_{c2}	0	0	$-v_{c1}$	$-v_{c1}$	0	0
7	$-v_{c1}$	v_{c2}	$v_{c2} - v_{c1}$	0	v_{c1}	$-v_{c1}$	0	0	+
8	$-v_{c2} + v_{c1}$	$v_{c2} - v_{c1}$	0	v_{c1}	v_{c2}	0	$v_{c2} - v_{c1}$	-	0
9	$-v_{c2}$	v_{c2}	0	0	v_{c2}	$-v_{c1}$	$v_{c2} - v_{c1}$	0	0

Resumiendo la información de la tabla 3.2 y considerando $(v_{c2} - v_{c1}) > v_{c1}$ se obtiene que las tensiones de bloqueo mínimas requeridas para cada uno de los interruptores son las mostradas en la tabla 3.3.

Tabla 3.3
Tensiones de bloqueo de semiconductores convertidor propuesto.

	D_1	D_2	S_{b1}	S_{b2}	$S_{1,2,3,4}$	S_H y S_L
Tensión de bloqueo [V]	v_{c1}	v_{c2}	v_{c1}	v_{c2}	v_{c2}	$v_{c2} - v_{c1}$

3.1.1. Características de operación: ventajas y desventajas

Ventajas

- La implementación de los interruptores S_H y S_L permite conectar el terminal positivo del capacitor c_1 ya sea con el terminal positivo de la red, como con el terminal negativo, esto permite la transformación del convertidor en un convertidor multinivel de 7 niveles.
- Parte de la potencia del convertidor puede pasar directamente desde el capacitor C_1 hacia la red a través de los interruptores bidireccionales S_H y S_L, por lo que solo una fracción de la potencia debe ser elevada y procesada por el segundo boost hacia C_2. Esto, sin embargo, depende del factor de potencia de la corriente de red, como se explicara en mayor profundidad en secciones posteriores.
- Alto factor de elevación de tensión.

Desventajas

- La topología propuesta no cuenta con aislación y tampoco trata el problema de las corrientes producidas por la tensión de modo común, por lo que de ser implementada en la práctica debiese incluirse un filtrado de la tensión de modo común [26] [43] o bien la implementación de un transformador de baja frecuencia en el lado de red con razón 1:1.
- La topología cuenta con un alto número de componentes, lo que aumenta el costo de ésta.

3.2. Modelo matemático

3.2.1. Configuración simple

La mejor forma de entender el comportamiento del convertidor es la descripción del modelo matemático, en este caso se opta por la obtención del modelo conmutado. La obtención del modelo y las variables utilizadas en las ecuaciones se basan en la Figura 3.1. Como suposiciones para la obtención de las ecuaciones se asume:

- Ya que la tensión de panel es siempre positiva, se asumen corrientes positivas para los inductores para todos los instantes de tiempo.
- Interruptores ideales, sin capacitancias parásitas, sin pérdidas y con tiempos de encendido y apagado 0.

- Resistencias parásitas despreciables para los elementos almacenadores de energía.
- Elementos pasivos, lineales, invariantes en el tiempo e independientes de la frecuencia.

Ya que se tienen 6 elementos almacenadores de energía, se requieren al menos 6 ecuaciones para describir el sistema. Las variables de estado corresponden a:

v_{pv} : Tensión en condensador de panel.
v_{c1} : Tensión en condensador c_1.
v_{c2} : Tensión en condensador c_2.
i_{L1} : Corriente inductor L_1.
i_{L2} : Corriente inductor L_2.
i_s : Corriente de red.

Para facilitar la comprensión del funcionamiento del convertidor se utilizan además las variables auxiliares:

i_b : Corriente extraída desde el condensador c_1 por interruptores S_1, S_2, S_3 y S_4.
i_{HL} : Corriente extraída desde el condensador c_2 por interruptores S_H y S_L.

Por otra parte, para modelar los interruptores se consideran las variables S_x que indican el estado de conducción de cada uno de los interruptores $S_h, S_l, S_1, S_2, ...$ mostrados en la Figura 3.1, donde S_x es 1 si el interruptor se encuentra en conducción y 0 si el interruptor no conduce. Además, como estados de conducción posibles para la etapa dc-ac solo se consideran aquellos mostrados en la Tabla 3.1.

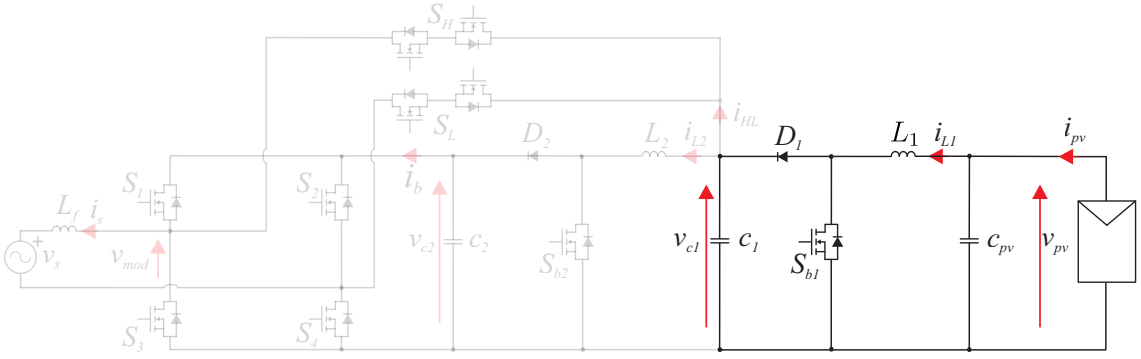


Figura 3.3. *Sección del convertidor referente a (3.1) y (3.2)*

Para el condensador de panel c_{pv} se tiene que la corriente del condensador corresponde a la resta de las corrientes de panel y la corriente del inductor, por lo tanto, la ecuación dinámica de v_{pv}:

$$\frac{dv_{pv}(t)}{dt} = \frac{i_{pv}(t) - i_{L1}(t)}{c_{pv}} \tag{3.1}$$

Para el inductor L_1 se tiene que su tensión en bornes es v_{pv} si el interruptor S_{b1} conduce y a la resta de v_{pv} y v_{c1} si el interruptor S_{b1} no conduce, por lo tanto, la ecuación dinámica de i_{L1} corresponde a:

$$\frac{di_{L1}(t)}{dt} = \frac{1}{L_1}\left[v_{pv}(t) - (1 - S_{b1}(t))v_{c1}(t)\right] \tag{3.2}$$

Para el condensador C_1 se tiene que su corriente corresponde a la suma de las corrientes i_{L2}, la corriente por el diodo D_1 y la corriente extraída por los interruptores i_{HL}. La corriente por D_1 depende del estado de conducción de S_{b1}, siendo 0 si S_{b1} está conduciendo o i_{L1} si S_{b1} no se encuentra conduciendo. Por otra parte, la corriente extraída por los interruptores i_b (corriente extraída por interruptores S_H y S_L) corresponde a i_s si conduce S_H o $-i_s$ si conduce S_L. De esta manera la ecuación dinámica de la tensión v_{c1} corresponde a:

$$\frac{dv_{c1}(t)}{dt} = \frac{1}{C_1}\left[(1 - S_{b1}(t))i_{L1}(t) - i_{L2}(t) - I_{HL}(t))\right] \tag{3.3}$$

$$\frac{dv_{c1}(t)}{dt} = \frac{1}{C_1}\left[(1 - S_{b1}(t))i_{L1}(t) - i_{L2}(t) - i_s(t)(S_H(t) - S_L(t))\right] \tag{3.4}$$

Para el inductor L_2 se tiene que su tensión en bornes corresponde a v_{c1} si el interruptor

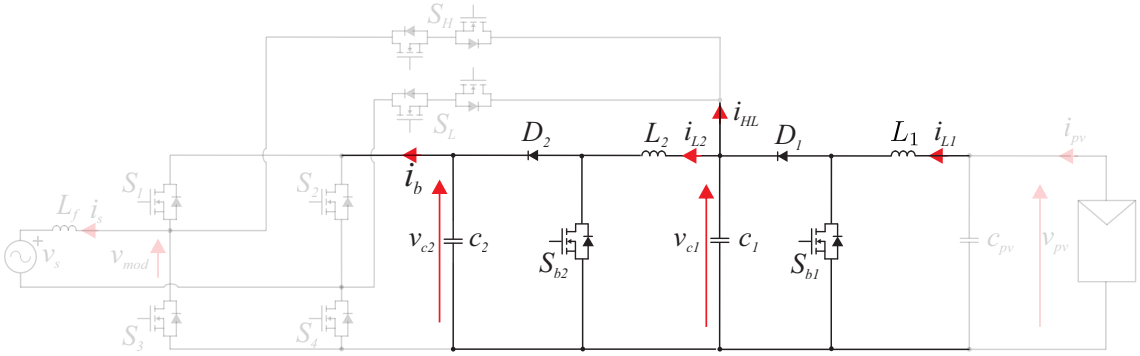


Figura 3.4. *Sección del convertidor referente a (3.3), (3.4), (3.5), (3.6) y (3.7).*

S_{b2} conduce y a la resta de v_{c1} y v_{c2} si S_{b2} no conduce, por lo tanto, la ecuación dinámica de i_{L2} corresponde a:

$$\frac{di_{L2}(t)}{dt} = \frac{1}{L_2}\left[v_{c1}(t) - (1 - S_{b2}(t))v_{c2}(t)\right] \tag{3.5}$$

Para el condensador C_2 se tiene que su corriente corresponde a la suma de las corrientes del diodo D_2 y la corriente i_b (corriente por los interruptores S_1 y S_2). La corriente por el diodo D_2 depende del estado de conducción del interruptor S_{b2}, siendo 0 si S_{b2} se encuentra en conducción o I_{L2} si S_{b2} no conduce, obteniéndose (3.6). Por otra parte la corriente i_b corresponde a la corriente de red i_s si S_1 se encuentra en conducción o $-i_s$ si S_2 conduce, con lo que se logra deducir (3.7).

$$\frac{dv_{c2}(t)}{dt} = \frac{1}{C_2}\left[(1 - S_{b2}(t))i_{L2}(t) - i_b(t))\right] \tag{3.6}$$

$$\frac{dv_{c2}(t)}{dt} = \frac{1}{C_2}\left[(1 - S_{b2}(t))i_{L2}(t) - i_s(t)(S_1(t) - S_2(t))\right] \tag{3.7}$$

Para la corriente de red i_s se tiene que la diferencia de tensión en el filtro corresponde a la diferencia entre la tensión impuesta por los interruptores del convertidor (v_{mod}) y la

tensión de red, obteniéndose (3.8). Considerando solo los estados de conducción que no producen cortocircuitos mostrados en la Tabla 3.1 se puede obtener entonces :

$$\frac{di_s(t)}{dt} = \frac{1}{L_f}\left[v_{mod}(t) - v_s(t) - R_f i_s(t)\right] \tag{3.8}$$

$$\frac{di_s(t)}{dt} = \frac{1}{L_f}\left[(S_1(t) - S_2(t))v_{C2}(t) + (S_H(t) - S_L(t))v_{C1}(t) - v_s(t) - R_f i_s(t)\right] \tag{3.9}$$

Resumiendo el análisis anterior, las ecuaciones que modelan el convertidor corresponden

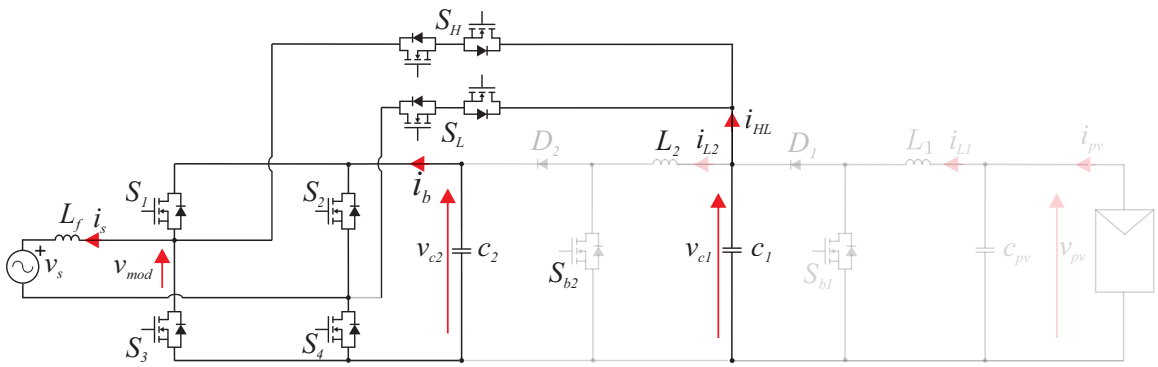


Figura 3.5. *Sección del convertidor referente a (3.8) y (3.9).*

a (3.10)-(3.23), en las cuales no se ha incluido la dependencia temporal de cada variable para simplificar la notación.

$$\frac{dv_{pv}}{dt} = \frac{i_{pv} - i_{L1}}{c_{pv}} \tag{3.10}$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L_1}\left[v_{pv} - (1 - S_{b1})v_{c1}\right] \tag{3.11}$$

$$\frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1}\left[(1 - S_{b1})i_{L1} - i_{L2} - i_s(S_H - S_L)\right] \tag{3.12}$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L_2}\left[v_{c1} - (1 - S_{b2})v_{c2}\right] \tag{3.13}$$

$$\frac{dv_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2}\left[(1 - S_{b2})i_{L2} - i_s(S_1 - S_2)\right] \tag{3.14}$$

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{1}{L_f}\left[(S_1 - S_2)v_{C2} + (S_H - S_L)v_{C1} - v_s - R_f i_s\right] \tag{3.15}$$

3.2.2. Configuración en interleaved

El análisis que puede ser llevado a cabo para la configuración en interleaved es similar al realizado para la configuración simple. Las variables de estado son las mismas que para la configuración simple, pero reemplazando las 2 corrientes de cada uno de los convertidores boost por las 4 corrientes en los inductores de la configuración interleaved:

i_{L1a} : Corriente inductor L_{1a}.
i_{L1b} : Corriente inductor L_{1b}.
i_{L2a} : Corriente inductor L_{2a}.
i_{L2b} : Corriente inductor L_{2b}.

Las ecuaciones obtenidas que modelan el convertidor con convertidores boost en interleaved corresponden a (3.16)-(3.23). (3.16) (3.19) y (3.22) corresponden a las ecuaciones de estado de las tensiones en los condensadores c_{pv}, c_1 y c_2 respectivamente, y presentan la misma forma que la configuración simple, pero considerando que la corriente extraída e inyectada se reparte entre dos diodos y dos inductores en cada caso. (3.17), (3.18), (3.20) y (3.21) son las ecuaciones de estado de las corrientes en los inductores en modo interleaved, tal como se estudió en la sección 2.3.1, las corrientes de cada uno de los inductores puede ser controlada independientemente controlando el estado de conducción de los respectivos interruptores. (3.23) corresponde a la ecuación de estado de la corriente de red y no presenta modificaciones respecto la ecuación obtenida para la configuración simple.

$$\frac{dv_{pv}}{dt} = \frac{1}{c_{pv}}\left[i_{pv} - i_{L1a} - i_{L1b}\right] \tag{3.16}$$

$$\frac{di_{L1a}}{dt} = \frac{1}{L_{1a}}\left[v_{pv} - (1 - S_{b1a})v_{c1}\right] \tag{3.17}$$

$$\frac{di_{L1b}}{dt} = \frac{1}{L_{1b}}\left[v_{pv} - (1 - S_{b1b})v_{c1}\right] \tag{3.18}$$

$$\frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1}\left[(1 - S_{b1a})i_{L1a} + (1 - S_{b1b})i_{L1b} - i_{L2a} - i_{L2b} - i_s(S_H - S_L)\right] \tag{3.19}$$

$$\frac{di_{L2a}}{dt} = \frac{1}{L_{2a}}\left[v_{c1} - (1 - S_{b2a})v_{c2}\right] \tag{3.20}$$

$$\frac{di_{L2b}}{dt} = \frac{1}{L_{2b}}\left[v_{c1} - (1 - S_{b2b})v_{c2}\right] \tag{3.21}$$

$$\frac{dv_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2}\left[(1 - S_{b2a})i_{L2a} + (1 - S_{b2b})i_{L2b} - i_s(S_1 - S_2)\right] \tag{3.22}$$

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{1}{L_f}\left[(S_1 - S_2)v_{C2} + (S_H - S_L)v_{C1} - v_s - R_f i_s\right] \tag{3.23}$$

Capítulo 4

Modulación, control y operación

En este capítulo se desarrolla una estrategia de modulación y control para las variables del convertidor propuesto en configuración interleaved de 2 canales en el capítulo anterior. En la sección 4.1 se muestra la forma en que se modulan los convertidores boost, se propone una forma generalizada de modulación para la etapa DC-AC y se estudian las diferentes formas de modulación. En la sección 4.2 se obtienen las plantas para el diseño de los controladores. En la sección 4.3 se propone un esquema de control para el convertidor. En la sección 4.4 se obtienen los limites de potencia para los cuales los convertidores boost operan en modo de conducción continua, se discute la elección de las tensiones internas y el efecto del factor de potencia de la corriente de red. En la sección 4.5 se diseñan los controladores a ser utilizados en el siguiente capitulo.

4.1. Modulación

4.1.1. Secuencias de modulación etapa DC-AC

Si bien se cuenta con 7 tensiones a ser impuestas en los terminales AC, no es necesario utilizar la totalidad de dichos estados de conducción. Tal como se muestra en la Tabla 4.1 y como se menciono en la sección 3.1, si la corriente de red esta en fase con la tensión modulada, entonces los estados de conducción 2 y 8 pueden inyectar corriente al condensador c_1, lo que podría degradar la eficiencia total del convertidor al hacer recircular potencia por el segundo convertidor boost. Nótese que en la tabla 4.1 se han incluido además las tensiones v_a y v_b, que son las tensiones de salida medidas desde el neutro de la tensión de panel de las piernas del puente H $S_1 - S_3$ y $S_2 - S_4$ respectivamente, es decir se cumple:

$$v_{mod} = v_a - v_b \tag{4.1}$$

En la Tabla 4.2 se muestran las 4 formas de modulación simétricas que pueden ser utilizadas con el convertidor. Se opta por la utilización del estado 5 para la generación tensión 0 para las formas 1, 2 y 3, ya que un menor número de interruptores deben cambiar su estado de conducción al conmutar entre este estado y los estados 2, 3, 7 y 8.

La forma 0 corresponde a modulación unipolar que utiliza solo los interruptores del puente H: S_1, S_2, S_3 y S_4. Ya que este caso no utiliza los interruptores adicionales S_H y

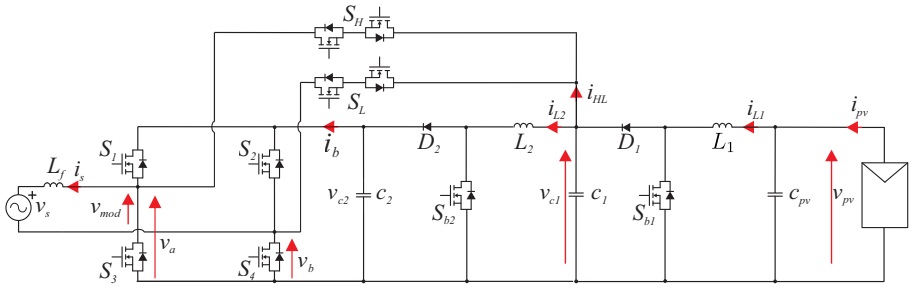


Figura 4.1. *Tensiones v_a y v_b.*

Tabla 4.1
Estados de conducción de la etapa DC-AC.

Estado	v_{mod}	v_a	v_b	S_1	S_2	S_3	S_4	S_H	S_L	i_b	i_{HL}
1	V_{C2}	v_{c2}	0	1	0	0	1	0	0	i_s	0
2	$V_{C2} - V_{C1}$	v_{c2}	v_{c1}	1	0	0	0	0	1	i_s	$-i_s$
3	V_{C1}	v_{c1}	0	0	0	0	1	1	0	0	i_s
4	0	v_{c2}	v_{c2}	1	1	0	0	0	0	0	0
5	0	v_{c1}	v_{c1}	0	0	0	0	1	1	0	0
6	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0
7	$-V_{C1}$	0	v_{c1}	0	0	1	0	0	1	0	$-i_s$
8	$-V_{C2} + V_{C1}$	v_{c1}	v_{c2}	0	1	0	0	1	0	$-i_s$	i_s
9	$-V_{C2}$	0	v_{c2}	0	1	1	0	0	0	$-i_s$	0

Tabla 4.2
Formas de modulación propuestas.

	Forma 0	Forma 1	Forma 2	Forma 3
Número de niveles	3	5	5	7
Estados de conducción	1, 4, 6, 9	1, 3, 5, 7, 9	1, 2, 5, 8, 9	1, 2, 3, 5, 7, 8, 9
Niveles de tensión	v_{c2}, 0, $-v_{c2}$	v_{c2}, v_{c1}, 0, $-v_{c1}$, $-v_{c2}$	v_{c2}, $v_{c2} - v_{c1}$, 0, $v_{c1} - v_{c2}$, $-v_{c2}$	v_{c2}, $v_{c2} - v_{c1}$, v_{c1}, 0, $-v_{c1}$ $v_{c1} - v_{c2}$, $-v_{c2}$
Dirección de i_{HL}	-	Saliendo de c_1	Entrando a c_1	Bidireccional

S_L y corresponde a la utilización de un puente H en conjunto con un doble-boost normal, esta forma se considera como el caso base para verificar la utilidad de los interruptores bidireccionales.

La forma 1 utiliza los estados que conectan los terminales de los condensadores c_1 o c_2 en los terminales de red, por lo que las tensiones que pueden ser generadas corresponden a las tensiones de dichos condensadores y a los negativos de estas, adicionalmente para obtener tensión 0, se utiliza el estado 5, que corresponde a activación de solo los interruptores bidireccionales. La corriente extraída i_{HL} por los estados 3 y 7, es la corriente de red y el negativo de la corriente de red respectivamente, por lo que si se tiene una factor de potencia unitario respecto a la tensión modulada, los interruptores bidireccionales solo extraen potencia de c_1.

La forma 2 permite que simultáneamente un terminal de salida se conecte a c_1 y el otro a c_2, además de las combinaciones de la Forma 0, por lo que las tensiones que pueden ser

generadas corresponde a la tensión v_{c2}, la resta de la tensión v_{c2} y v_{c1} y los negativos de estas. En los estados 2 y 8 la corriente extraída i_{HL} es el negativo de la corriente de red y la corriente de red respectivamente, por lo que si se tiene un factor de potencia unitario respecto a la tensión modulada[2] , esta forma solo inyecta potencia por los interruptores bidireccionales a c_1.

La forma 3 utiliza todos los estados utilizados por la forma 1 y 2, lo que permite imponer 7 niveles de tensión diferentes en los terminales AC. Ya que se utilizan tanto los estados 3 y 7, como los estados 2 y 8, los interruptores bidireccionales extraen e inyectan potencia en c_1.

En la Figura 4.2 se muestra la tensión v_{mod} obtenida para las cuatro formas de modulación, considerando fuentes ideales de tensión de 116 V y 348 V para v_{c1} y v_{c2} respectivamente y una frecuencia de conmutación de 5 kHz.

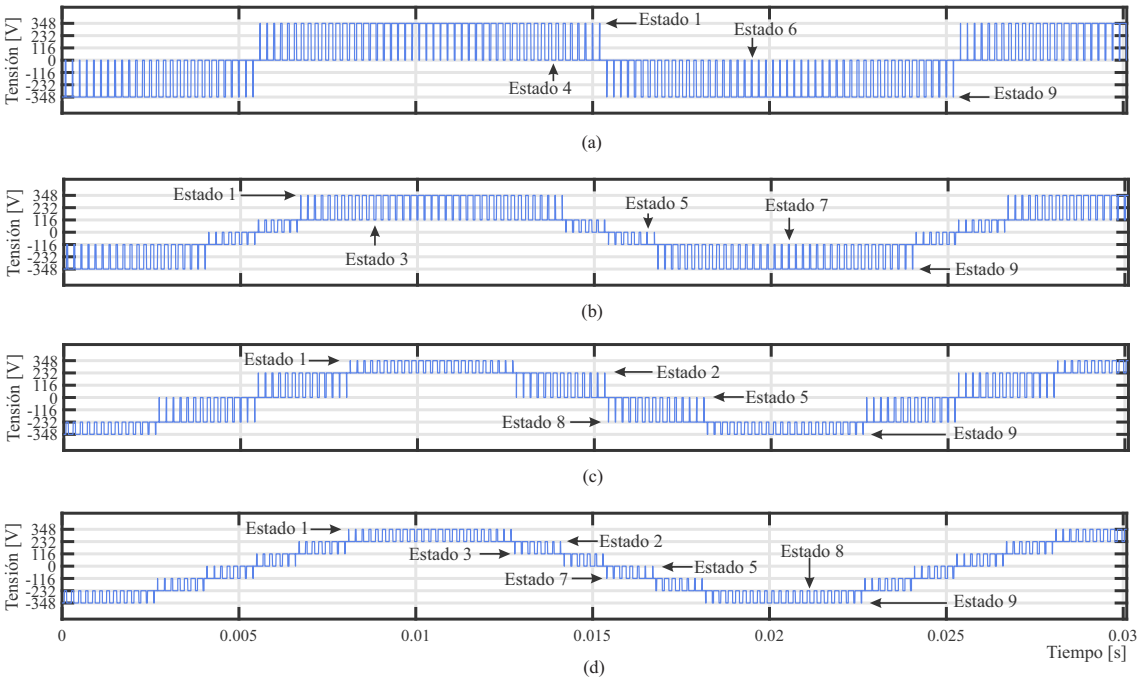


Figura 4.2. *Tensión modulada, frecuencia de conmutación de 5 kHz. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles.*

4.1.2. Tiempos muertos

Si bien hasta el momento se han asumido interruptores ideales con tiempos de encendido y apagado nulos, en la realidad estos presentan un retraso entre el instante en que reciben la señal apagado y el instante en que efectivamente dejan de conducir. Para evitar cortocircuitos, lo que se hace en la práctica es la aplicación de un retraso de la señal de

[2]La condición estándar de operación de esta clase de convertidores es factor de potencia unitario con la red, sin embargo para el presente análisis esta es una aproximación razonable, cuya explicación se da detalladamente en la sección 4.4.1

encendido de los semiconductores. De esta manera el semiconductor que debe apagarse recibe su respectiva señal antes que el semiconductor que debe encenderse, por lo que una vez que llega la señal de encendido, el semiconductor que debía apagarse ya se encuentra pagado. El tiempo de retraso aplicado se le llama tiempo muerto y depende del semiconductor utilizado, pero por lo general se encuentra en el orden de los cientos de nanosegundos.

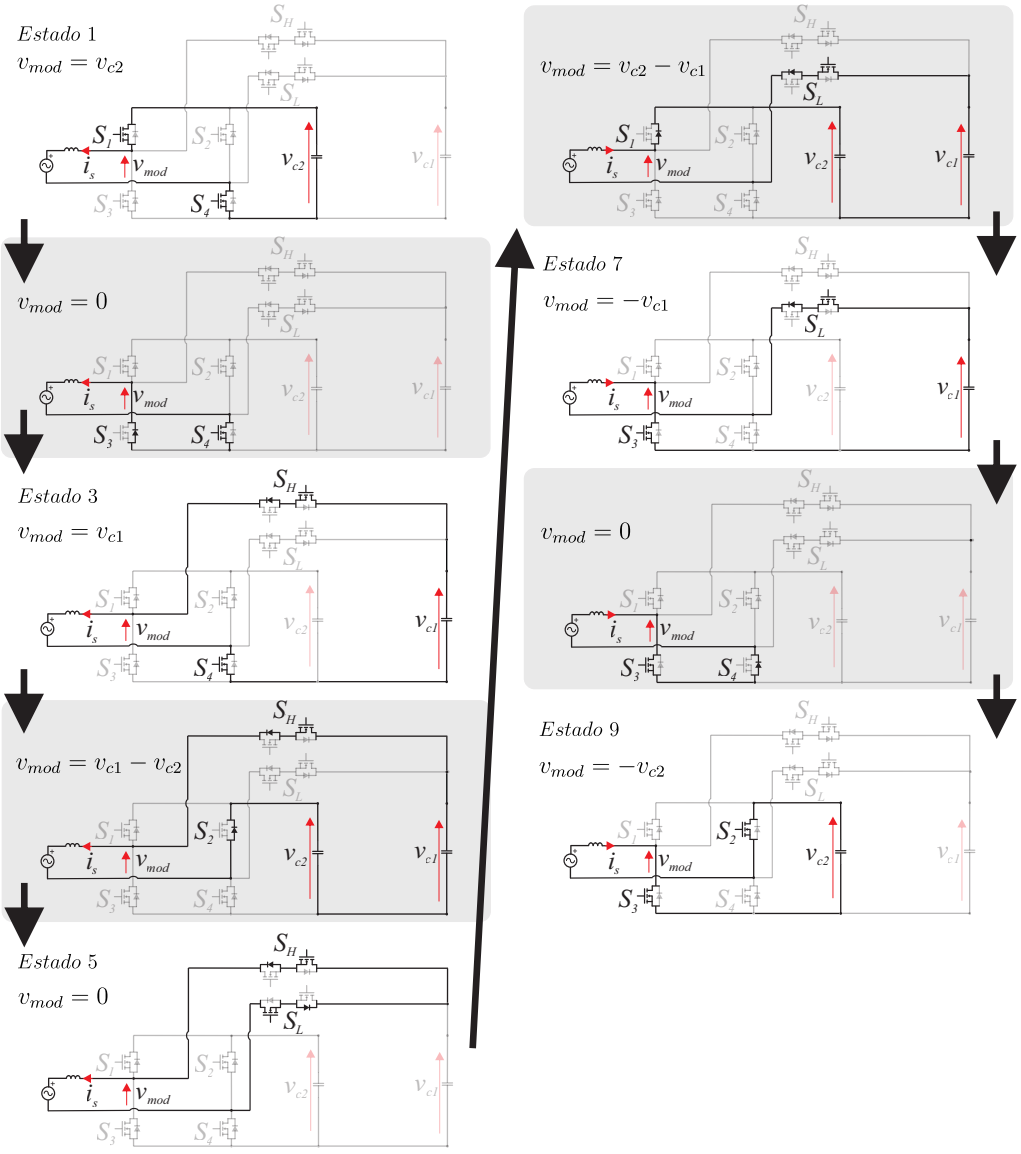


Figura 4.3. *Estados de conducción forma 1, en gris estados generados por tiempos muertos.*

Para el convertidor propuesto y durante los tiempos muertos la corriente circula principalmente por los diodos en antiparalelo de los interruptores del puente H.

Considerando una corriente de red con factor de potencia 1 respecto a la tensión modu-

lada[3] se obtuvieron las figuras 4.3, 4.4, 4.5 y 4.6 que se muestran los estados de conducción utilizados por las formas 1, 2 y 3, donde los estados de conducción con fondo gris corresponden a estados generados por tiempos muertos y se han incluido flechas indicando la secuencia que siguen los estados de conducción. Para la forma 1, debido al tiempo muerto aparecen tensiones de 0 y $\pm(v_{c1} - v_{c2})$.

Para la forma 2, debido al tiempo muerto aparecen tensiones de 0 y $\pm v_{c1}$.

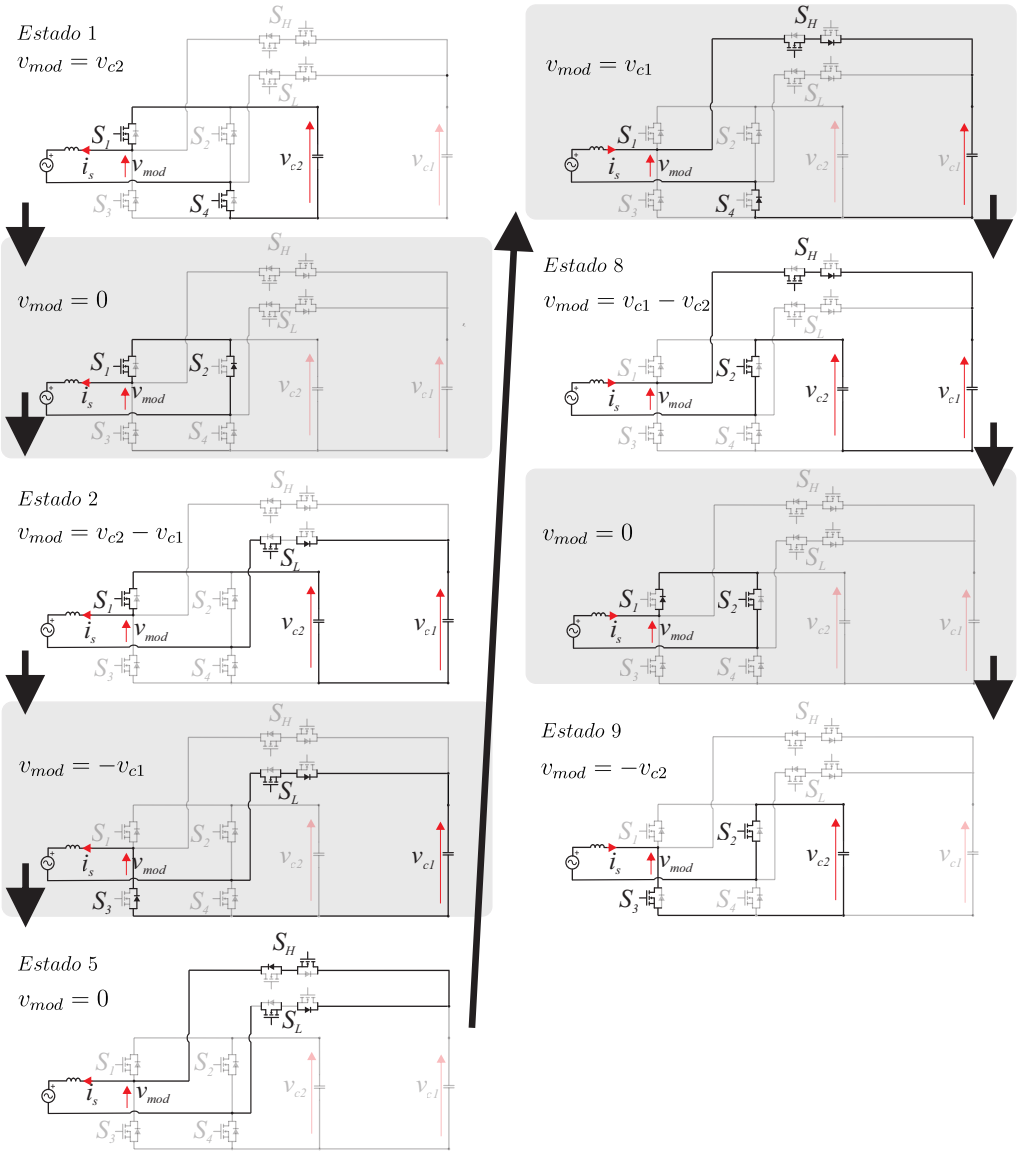


Figura 4.4. *Estados de conducción forma 2, en gris estados generados por tiempos muertos.*

Para la forma 3, debido al tiempo muerto aparecen tensiones de 0, $\pm v_{c1}$ y $\pm(v_{c1} - v_{c2})$.

[3]La condición estándar de operación de esta clase de convertidores es factor de potencia unitario con la red, sin embargo para el presente análisis esta es una aproximación razonable, cuya explicación se da detalladamente en la sección 4.4.1

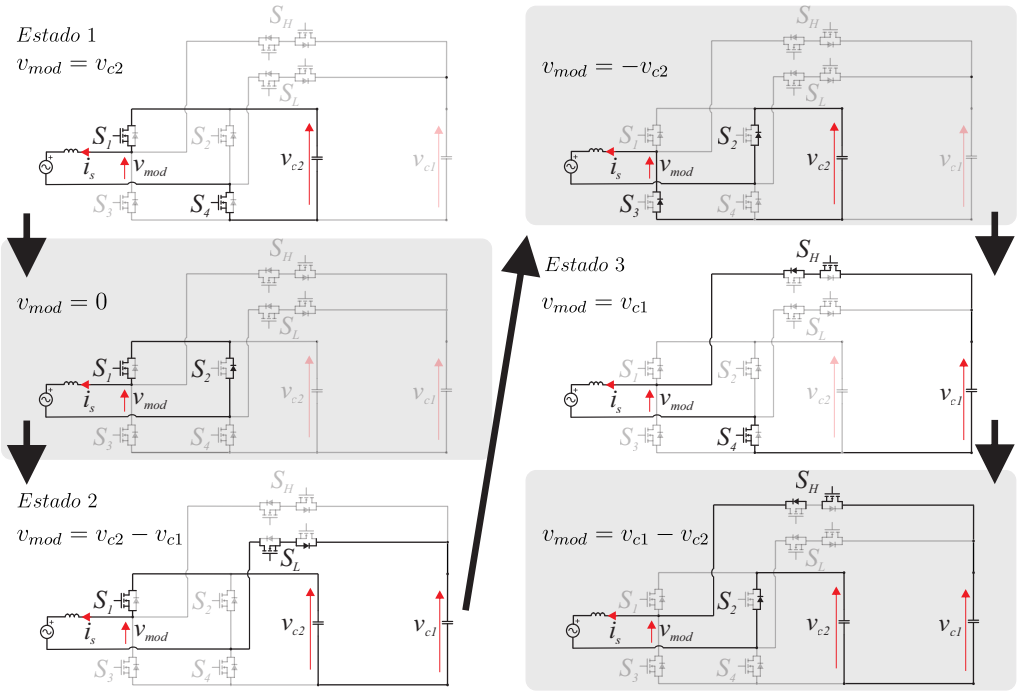


Figura 4.5. *Estados de conducción positivos forma 3, en gris estados generados por tiempos muertos.*

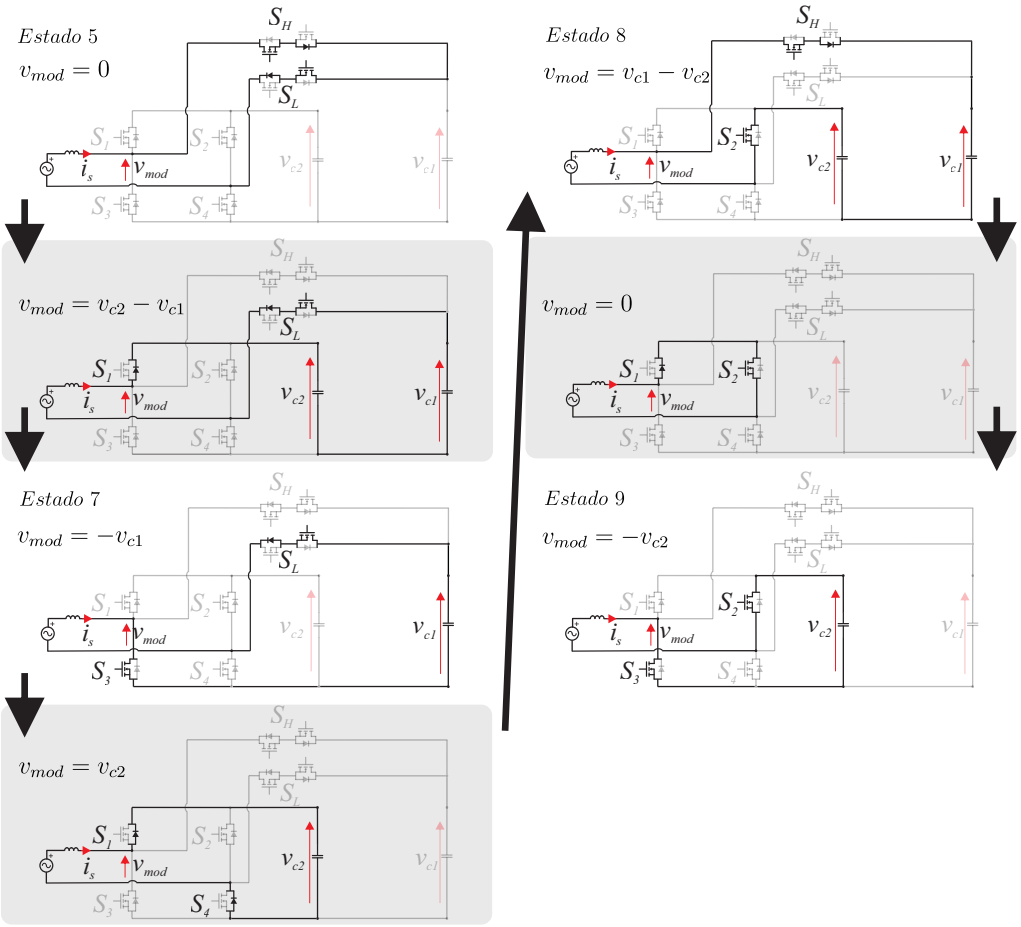


Figura 4.6. *Estados de conducción negativos forma 3, en gris estados generados por tiempos muertos.*

4.1.3. Modulación etapa DC-DC

Para controlar el encendido y apagado de los interruptores S_{b1a}, S_{b1b}, S_{b2a} y S_{b2b} se utilizan 4 triangulares simétricas para comparar los índices de modulación de cada uno de dichos interruptores. Las triangulares de S_{b1a} y S_{b2a} en fase entre sí y con un desfase de 180^o con las triangulares encargadas de realizar la comparación de S_{b1b} y S_{b2b}.

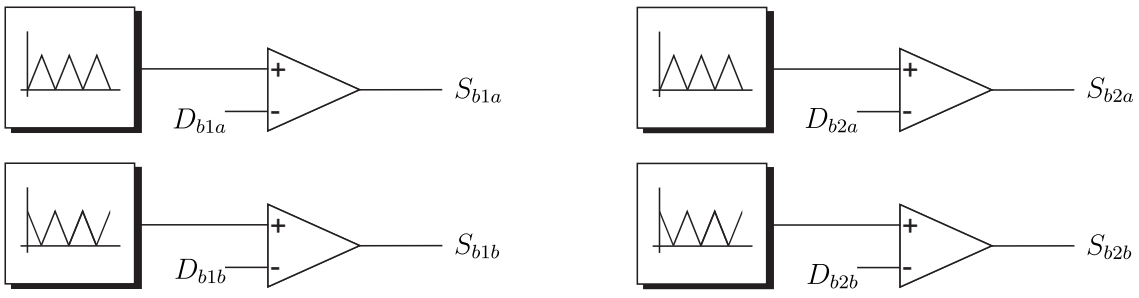


Figura 4.7. *Modulación etapas dc-dc.*

4.1.4. Modulación etapa DC-AC

Como modulación se propone la utilización de una combinación de look-up table, comparación con triangular y funciones lógicas. El esquema (Fig. 4.8) permite conmutar entre 2 estados cualquiera contenidos en la Tabla 4.1, se opta por este tipo de modulación generalizada para permitir el estudio de diferentes formas de modulación en posteriores estudios. Este esquema lo que busca es aplicar dos tensiones diferentes durante un tiempo determinado tal que en promedio se genere la tensión v_{mod} que se quiere modular.

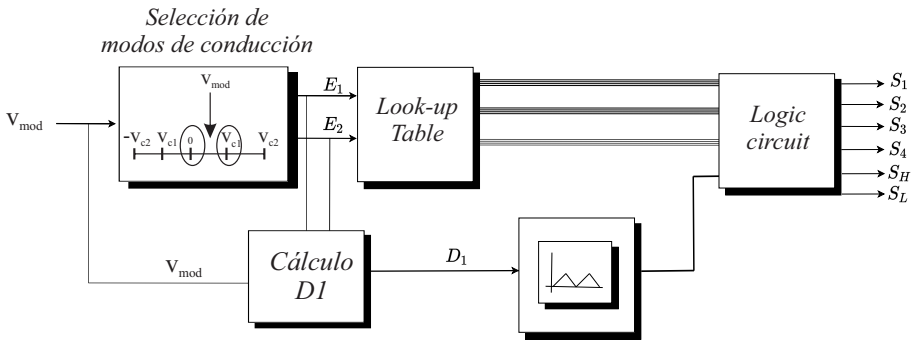


Figura 4.8. *Esquema de modulación etapa DC-AC.*

La entrada al esquema de modulación corresponde la tensión que debe ser modulada en el siguiente periodo, v_{mod}, y las salidas son los pulsos de disparo para los semiconductores.

En la etapa de selección de modos de conducción, los dos estados de conducción deben ser utilizados corresponden a los dos estados de conducción que generan las tensiones más cercanas a la tensión que se debe modular permitidos por la forma de modulación seleccionada (definidas en la sección 4.1.1). Esta selección se puede realizar utilizando funciones *if*[4].

Para el cálculo del índice de modulación se definen las siguientes variables:

v_1	:	Tensión de mayor valor que debe ser aplicada durante el siguiente periodo.
v_2	:	Tensión de menor valor que debe ser aplicada durante el siguiente periodo.
E_1	:	Estado que genera la tensión de mayor valor.
E_2	:	Estado que genera la tensión de menor valor.
T_{on1}	:	Tiempo que se debe aplicar v_1.
T_{on2}	:	Tiempo que se debe aplicar v_2.
D_1	:	Índice de modulación tensión v_1.
T_{tot}	:	Periodo de conmutación, igual a la suma de T_{on1} y T_{on2}.

Así por ejemplo si se decide utilizar la forma de modulación 3 y la tensión modulada se encuentra entre $(v_{c2} - v_{c1})$ y v_{c1}, dichas tensiones corresponden a v_1 y v_2 y los estados E_1 y E_2 corresponden a los estados 2 y 3 que generan esas tensiones. Si por ejemplo se decide utilizar la forma de modulación 1 y la tensión v_{mod} se encuentra entre 0 y $-v_{c1}$, entonces estas tensiones corresponden a v_1 y v_2 y los estados E_1 y E_2 corresponden a los estados 5 y 7 que generan estas tensiones.

[4]Similar a como se identifica en que sector se encuentra la tensión a modular en modulación vectorial, solo que en este caso se tienen una recta en vez de un hexágono.

La expresión para el índice de modulación se deduce de la tensión promedio en un periodo:

$$v_{mod} = \frac{T_{on1}v_1 + T_{on2}v_2}{T_{tot}} \tag{4.2}$$

$$v_{mod} = \frac{T_{on1}v_1 + (T_{tot} - T_{on1})v_2}{T_{tot}} \tag{4.3}$$

$$v_{mod} = \frac{T_{on1}}{T_{tot}}(v_1 - v_2) + v_2 \tag{4.4}$$

$$v_{mod} = D_1(v_1 - v_2) + v_2 \tag{4.5}$$

$$D_1 = \frac{v_{mod} - v_2}{v_1 - v_2} \tag{4.6}$$

Con el esquema diseñado, durante el tiempo que la triangular mostrada en la figura 4.8 es superior a D_1 se aplica la tensión v_1 y durante el tiempo que D_1 es menor que la triangular se aplica la tensión v_2, es por esto que la frecuencia de conmutación de la tensión sera igual a la frecuencia de la triangular.

En la look-up table se encuentra contenida la información de qué interruptores deben encenderse durante el periodo, qué interruptores deben apagarse, qué interruptores deben mantenerse encendidos y qué interruptores deben mantenerse apagados. La obtención de las look-up tables se realiza en matlab a partir de la matriz **S** definida utilizando los estados de conducción mostrados en la Tabla 4.1, donde cada fila de la matriz **S** define el estado de conducción y cada columna define el estado de conducción en que debe permanecer cada interruptor S_x para obtener dicho estado de conducción.

$$\mathbf{S}(E_x, S_x) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \tag{4.7}$$

Utilizando las expresiones lógicas mostradas en (4.8), (4.9) y (4.10) evaluadas para cada una de las posibles combinaciones de E_1 y E_2 se obtienen las look-up tables **C1**, **C2** y **C3**.

$$\mathbf{C1}(E_1, E_2, :) = \mathbf{S}(E_1, :) \wedge \mathbf{S}(E_2, :) \tag{4.8}$$

$$\mathbf{C2}(E_1, E_2, :) = \mathbf{S}(E_1, :) \wedge \bar{\mathbf{S}}(E_2, :) \tag{4.9}$$

$$\mathbf{C3}(E_1, E_2, :) = \bar{\mathbf{S}}(E_1, :) \wedge \mathbf{S}(E_2, :) \tag{4.10}$$

Donde:

$\mathbf{C1}(E1, E2, z1)$	:	Tabla de dimensión 8x9x6 de interruptores que deben permanecer encendidos durante todo el periodo cuando se quiere conmutar entre los estados E1 y E2.
$\mathbf{C2}(E1, E2, z2)$	:	Tabla de dimensión 8x9x6, contiene la información de que interruptores deben apagarse en el siguiente periodo al pasar del estado E1 al estado E2.
$\mathbf{C3}(E1, E2, z3)$	:	Tabla de dimensión 8x9x6, contiene la información de que interruptores deben encenderse en el siguiente periodo al pasar del estado E1 al estado E2.
zx	:	Salida de cada look-up table.

Las salidas de la look-up table corresponde a 3 buses de datos de 6 datos cada uno, uno de estos buses de datos se envía a modular de acuerdo al índice de modulación obtenido en la etapa de control. Finalmente, los buses de datos son procesados por un circuito lógico que entrega las señales de disparo. El detalle del esquema y el circuito lógico se puede ver en la Figura 4.9.

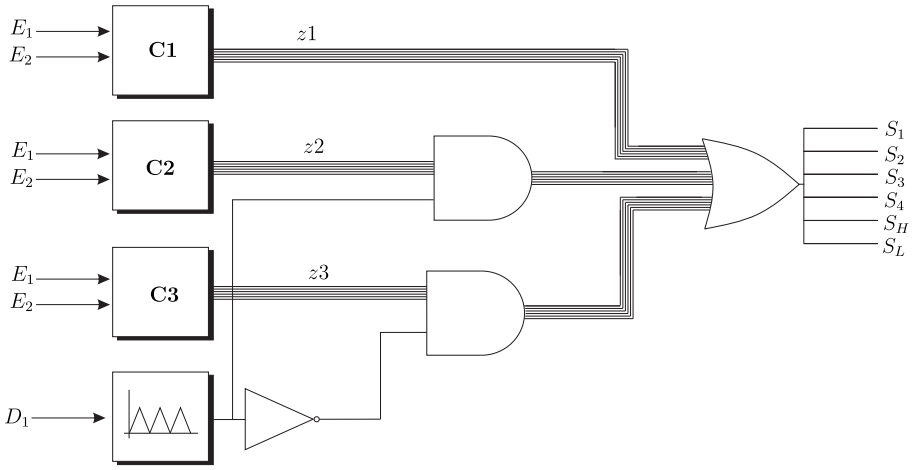


Figura 4.9. *Detalle de esquema de modulación etapa DC-AC.*

4.2. Linealización y obtención de plantas para el control

En esta sección se obtienen las plantas para el control del convertidor, para esto se consideran variables y ecuaciones promedio linealizadas obtenidas a partir de (3.16)-(3.23).

Si bien en la sección 4.3 se discutirá en profundidad el esquema de control del convertidor, es necesario aclarar en lineas generales como funcionara el control para conocer que funciones de transferencia es necesario obtener. Lo que se busca es controlar independientemente las tensiones v_{pv} y v_{c1} utilizando los interruptores S_{b2a}, S_{b2b} y S_{b1a}, S_{b1b} respectivamente. La tensión v_{c2} se controlara con i_s y esta con v_{mod}. En este documento a este tipo de control se le llama forma 1. En la figura 4.10 se muestra gráficamente la filosofía del control.

Se definen formalmente los ciclos de trabajo para los convertidores boost como:

$$D_{L1a} = \frac{t_{off\ S1a}}{T} \tag{4.11}$$

$$D_{L1b} = \frac{t_{off\ S1b}}{T} \tag{4.12}$$

$$D_{L2a} = \frac{t_{off\ S2a}}{T} \tag{4.13}$$

$$D_{L2b} = \frac{t_{off\ S2b}}{T} \tag{4.14}$$

Donde $t_{off\ S1a}$, $t_{off\ S1b}$, $t_{off\ S2a}$ y $t_{off\ S2b}$ corresponden a los tiempos que permanecen apagados los interruptores S_{1a}, S_{1b}, S_{2a} y S_{2b} respectivamente y T es periodo de conmutación.

De esta manera las funciones de trasferencia que es necesario obtener son:

$$H_{is}(s) = \frac{i_s(s)}{v_{mod}(s)} \qquad H_{vc2}(s) = \frac{v_{c2}(s)}{i_s(s)}$$

$$H_{v_{pva}}(s) = \frac{v_{pv}(s)}{D_{1a}(s)} \qquad H_{v_{pvb}}(s) = \frac{v_{pv}(s)}{D_{1b}(s)}$$

$$H_{v_{c1a}}(s) = \frac{v_{c1}(s)}{D_{2a}(s)} \qquad H_{v_{c1b}}(s) = \frac{v_{c1}(s)}{D_{2b}(s)}$$

Estas funciones de transferencia se obtienen en las secciones 4.2.1, 4.2.2 y 4.2.3.

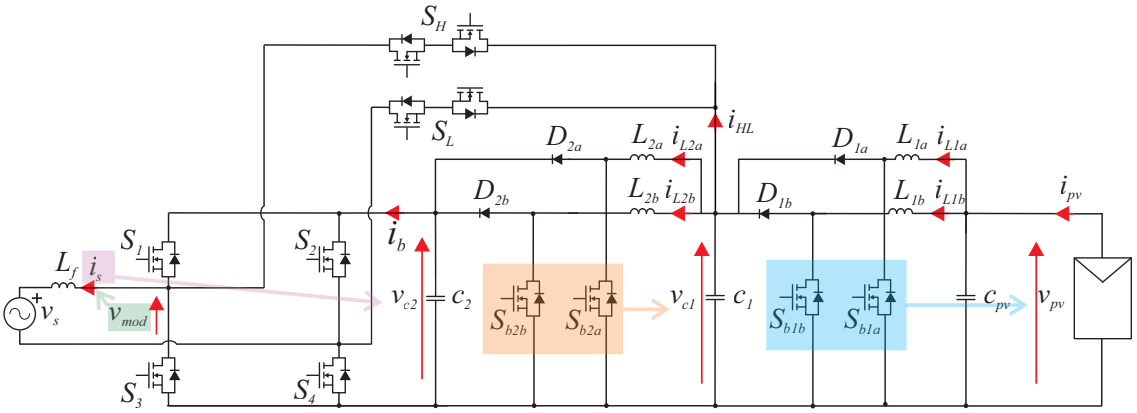


Figura 4.10. *Explicación gráfica control de variables convertidor propuesto.*

Una forma alternativa de control, es utilizar controles anidados de corriente y tensión para los convertidores boost, es decir controlar v_{pv} con i_{L1a} e i_{L1b} y estas corrientes controlarlas con S_{b1a} y S_{b1b} respectivamente. De la misma forma controlar v_{c1} con i_{L2a} e i_{L2b} y estas corrientes controlarlas con S_{b2a} y S_{b2b}. En este documento a este tipo de control se le llama forma 2.

Si se opta por este tipo de control, es necesario obtener las siguientes funciones de transferencia:

$$H_{is}(s) = \frac{i_s(s)}{v_{mod}(s)} \qquad H_{vc2}(s) = \frac{v_{c2}(s)}{i_s(s)}$$
$$H_{i_{L1a}}(s) = \frac{i_{L1a}(s)}{D_{L1a}(s)} \qquad H_{i_{L1b}}(s) = \frac{i_{L1b}(s)}{D_{1b}(s)}$$
$$H_{i_{L2a}}(s) = \frac{i_{L2a}(s)}{D_{2a}(s)} \qquad H_{i_{L2b}}(s) = \frac{i_{L2b}(s)}{D_{2b}(s)}$$
$$H_{v_{pv}}(s) = \frac{v_{pv}(s)}{i_{L1}(s)} \qquad H_{v_{c1}}(s) = \frac{v_{c1}(s)}{i_{L2}(s)}$$

Nótese que solo las funciones de transferencia relacionadas con los convertidores boost se ven modificadas. Estas funciones de transferencia se obtienen en las secciones 4.2.1, 4.2.2 y 4.2.4.

4.2.1. Corriente de red

La ecuación que describe la corriente de red corresponde a (4.15):

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{1}{L_f}\left[(S_1 - S_2)v_{C2} + (S_H - S_L)v_{C1} - v_s - R_f i_s\right] \tag{4.15}$$

La suma de los dos primeros términos de la derecha corresponde a la tensión modulada en los terminales de red, por lo que la anterior ecuación puede ser expresada como:

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{1}{L_f}\left[v_{mod} - v_s - R_f i_s\right] \tag{4.16}$$

Luego aplicando transformada de Laplace, considerando la tensión de red v_s como perturbación, la tensión modulada v_{mod} como actuación y la corriente de red i_s como variable a controlar se obtiene:

$$si_s = \frac{1}{L_f}\left[v_{mod} - v_s - R_f i_s\right] \tag{4.17}$$

$$H_{is}(s) = \frac{i_s}{v_{mod}} = \frac{1}{L_f s + R_f} \tag{4.18}$$

4.2.2. Tensión v_{c2}

La ecuación que describe la tensión en el condensador 2 corresponde a (4.19):

$$\frac{dv_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2}\left[(1 - S_{b2a})i_{L2a} + (1 - S_{b2b})i_{L2b} - i_s(S_1 - S_2)\right] \tag{4.19}$$

La cual considerando los ciclos de trabajo D_{b2a} y D_{b2b} puede expresarse como:

$$\frac{dv_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2}\left[D_{b2a}i_{L2a} + D_{b2b}i_{L2b} - i_s(t)(S_1 - S_2)\right] \tag{4.20}$$

El último término depende de los estados entre los que esté modulando tal como se mostró en la Tabla 4.1 en secciones anteriores. Sin embargo, la corriente media extraída durante un periodo de red puede expresarse como un valor proporcional a la magnitud de la corriente de red. De esta manera (4.20) toma la forma:

$$\frac{dv_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2}\left[D_{b2a}i_{L2a} + D_{b2b}i_{L2b} - \hat{i}_s(t)K_m)\right] \tag{4.21}$$

Luego aplicando transformada de Laplace, considerando las corrientes i_{L2a} y i_{L2b} como perturbaciones, la magnitud de la corriente de red ($\hat{i}_s$) como actuación y la tensión v_{c2} como variable a controlar se obtiene:

$$sv_{c2} = \frac{1}{C_2}\left[D_{b2a}i_{L2a}(s) + D_{b2b}i_{L2b}(s) - \hat{i}_s(s)K_m)\right] \tag{4.22}$$

$$sv_{c2} = \frac{-\hat{i}_s(s)K_m}{C_2} \tag{4.23}$$

$$H_{vc2}(s) = \frac{v_{c2}(s)}{\hat{i}_s}(s) = \frac{-K_m}{sC_2} \tag{4.24}$$

Ecuación que puede utilizarse para ajustar el controlador de tensión de v_{c2}. Ahora bien el factor K_m principalmente de la tensión de la red, estados de conducción utilizados en la modulación y en menor medida de los parámetros del filtro y el nivel de generación fotovoltaica. Como se dijo anteriormente, el factor K_m representa la relación entre la corriente media extraída por los interruptores S_1 y S_2 del condensador C_2, es decir, la corriente i_b y la magnitud de la corriente de red, por lo tanto, es calculada como:

$$K_m = \frac{\bar{i_b}}{\hat{i_s}} \tag{4.25}$$

En la Tabla 4.3 se muestran varios índices K_m para un punto de operación dado. Sin embargo, para el ajuste de los controladores basta con utilizar un K_m fijo, por ejemplo, de 0.5.

Tabla 4.3
Factor K_m 440 W de generación, red de 220 V 50 Hz y tensiones internas $v_{c1} = 116V$ y $v_{c2} = 348V$.

Forma 0	Forma 1	Forma 2	Forma 3
0.45	0.36	0.57	0.52

El factor K_m es también una medida de nivel de utilización de los interruptores del puente H, mayores valores de K_m indican una corriente i_b media mayor en relación con la magnitud de la corriente de red.

4.2.3. Plantas para el control convertidores boost forma 1

4.2.3.a. Primer convertidor boost

Al expresar (3.16), (3.17) y (3.18) del convertidor propuesto en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1a}}{dt} \\ \frac{di_{L1b}}{dt} \\ \frac{dv_{pv}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_{1a}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{1b}} \\ \frac{-1}{c_{pv}} & \frac{-1}{c_{pv}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1a} \\ i_{L1b} \\ v_{pv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{v_{c1}^n}{L_{1a}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{v_{c1}^n}{L_{1b}} \\ \frac{1}{c_{pv}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{pv} \\ (1-S_{b1a}) \\ (1-S_{b1b}) \end{bmatrix} \tag{4.26}$$

La tensión v_{c1} no es constante, por lo que para linealizar el sistema se reemplaza esta variable por su valor nominal v_{c1}^n. Luego al considerar un ciclo de conmutación, los ciclos de trabajo D_{L1a}, D_{L1b} y las conclusiones obtenidas en la sección 2.3.1, se obtiene:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1a}}{dt} \\ \frac{di_{L1b}}{dt} \\ \frac{dv_{pv}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_{1a}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{1b}} \\ \frac{-1}{c_{pv}} & \frac{-1}{c_{pv}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1a} \\ i_{L1b} \\ v_{pv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{v_{c1}^n}{L_{1a}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{v_{c1}^n}{L_{1b}} \\ \frac{1}{c_{pv}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{pv} \\ D_{1a} \\ D_{1b} \end{bmatrix} \tag{4.27}$$

Ya que no se tiene control directo sobre la corriente i_{pv}, esta puede ser considerada como una perturbación, con lo que se tiene:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1a}}{dt} \\ \frac{di_{L1b}}{dt} \\ \frac{dv_{pv}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_{1a}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{1b}} \\ \frac{-1}{c_{pv}} & \frac{-1}{c_{pv}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1a} \\ i_{L1b} \\ v_{pv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{v_{c1}^n}{L_{1a}} & 0 \\ 0 & -\frac{v_{c1}^n}{L_{1b}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_{1a} \\ D_{1b} \end{bmatrix} \tag{4.28}$$

Luego considerando la tensión v_{pv} como salida y los índices de modulación como entradas pueden obtenerse las funciones de transferencia buscadas:

$$H_{vpva}(s) = \frac{v_{pv}(s)}{D_{1a}(s)} = \frac{\frac{L_{1b}}{L_{1b}+L_{1b}} v_{c1}^n}{\frac{L_{1a} \cdot L_{1b} \cdot c_{pv}}{L_{1a}+L_{1b}} s^2 + 1} \tag{4.29}$$

$$H_{vpvb}(s) = \frac{v_{pv}(s)}{D_{1b}(s)} = \frac{\frac{L_{1a}}{L_{1b}+L_{1b}} v_{c1}^n}{\frac{L_{1a} \cdot L_{1b} \cdot c_{pv}}{L_{1a}+L_{1b}} s^2 + 1} \tag{4.30}$$

Funciones de transferencia que cuentan con dos polos en el eje imaginario.

4.2.3.b. Segundo convertidor boost

Para el segundo convertidor boost se aplica el mismo procedimiento. (3.19), (3.20) y (3.21) expresadas en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L2a}}{dt} \\ \frac{di_{L2b}}{dt} \\ \frac{dv_{c1}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_{2a}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{2b}} \\ \frac{-1}{c_{c1}} & \frac{-1}{c_{c1}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L2a} \\ i_{L2b} \\ v_{c1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{v_{c2}}{L_{2a}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{v_{c2}}{L_{2b}} \\ -\frac{1}{c_{c1}} & \frac{1}{c_{c1}} & \frac{1}{c_{c1}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{pv} \\ (1-S_{b1a}) i_{L1a} \\ (1-S_{b1b}) i_{L1b} \\ (1-S_{b2a}) \\ (1-S_{b2b}) \end{bmatrix} \tag{4.31}$$

Se reemplaza v_{c2} por su valor nominal v_{c1}^n, se consideran los ciclos de trabajo D_{L1a}, D_{L1b} y las conclusiones obtenidas en la sección 2.3.1, con lo que se obtiene:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L2a}}{dt} \\ \frac{di_{L2b}}{dt} \\ \frac{dv_{c1}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_{2a}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{2b}} \\ \frac{-1}{c_{c1}} & \frac{-1}{c_{c1}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L2a} \\ i_{L2b} \\ v_{c1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{v_{c2}^n}{L_{2a}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{v_{c2}^n}{L_{2b}} \\ -\frac{1}{c_{c1}} & \frac{1}{c_{c1}} & \frac{1}{c_{c1}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{HL} \\ D_{1a}i_{L1a} \\ D_{1b}i_{L1b} \\ D_{2a} \\ D_{2b} \end{bmatrix} \tag{4.32}$$

Por la forma en que se planteo el control, las variables $D_{1a}i_{L1a}$ y $D_{1b}i_{L1b}$ puden ser consideradas perturbaciones, lo mismo ocurre con i_{HL}. Con esto se obtiene:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L2a}}{dt} \\ \frac{di_{L2b}}{dt} \\ \frac{dv_{c1}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_{2a}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{2b}} \\ \frac{-1}{c_{c1}} & \frac{-1}{c_{c1}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L2a} \\ i_{L2b} \\ v_{c1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{v_{c2}^n}{L_{2a}} & 0 \\ 0 & -\frac{v_{c2}^n}{L_{2b}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_{2a} \\ D_{2b} \end{bmatrix} \tag{4.33}$$

Luego considerando la tensión v_{c1} como salida y los índices de modulación como entradas pueden obtenerse las funciones de transferencia buscadas:

$$H_{vc1a}(s) = \frac{v_{c1}(s)}{D_{2a}(s)} = \frac{\frac{L_{2b}}{L_{2b}+L_{2b}} v_{c2}^n}{\frac{L_{2a} \cdot L_{2b} \cdot c_1}{L_{2a}+L_{2b}} s^2 + 1} \tag{4.34}$$

$$H_{vc1b}(s) = \frac{v_{c1}(s)}{D_{2b}(s)} = \frac{\frac{L_{2a}}{L_{2b}+L_{2b}} v_{c2}^n}{\frac{L_{2a} \cdot L_{2b} \cdot c_1}{L_{2a}+L_{2b}} s^2 + 1} \tag{4.35}$$

Nótese que las funciones de transferencia con las aproximaciones realizadas toman la misma forma que las funciones de transferencia del primer convertidor boost.

4.2.4. Plantas para el control convertidores boost forma 2

4.2.4.a. Corrientes i_{L1a} e i_{L1b}

A partir de (3.17), considerando un ciclo de conmutación y la definición de D_{L1a}:

$$\frac{di_{L1a}}{dt} = \frac{1}{L_{1a}} \left[v_{pv} - (1 - S_{b1a}) v_{c1} \right] \tag{4.36}$$

$$\frac{di_{L1a}}{dt} = \frac{1}{L_{1a}} \left[v_{pv} - D_{L1a} v_{c1} \right] \tag{4.37}$$

Luego reemplazando la variable v_{c1} por la tensión nominal v_{c1}^{nom} y aplicando la transformada de laplace se obtiene:

$$si_{L1a} = \frac{1}{L_{1a}} \left[v_{pv}(s) - D_{L1a}(s) v_{c1}^{nom} \right] \tag{4.38}$$

Ecuación que al considerar la tensión v_{pv} como perturbación, el índice de modulación D_{L1a} como actuación y la corriente i_{L1a} permite la obtención de la planta de corriente i_{L1a}:

$$H_{iL1a} = \frac{i_{L1a}(s)}{D_{L1a}(s)} = \frac{-v_{c1}^{nom}}{sL_{1a}} \tag{4.39}$$

Realizando el mismo desarrollo se obtiene la planta para el control de la corriente i_{L1b}:

$$H_{iL1b} = \frac{i_{L1b}(s)}{D_{L1b}(s)} = \frac{-v_{c1}^{nom}}{sL_{1b}} \tag{4.40}$$

4.2.4.b. Tensión v_{pv}

Al observar (3.16) de tensión v_{pv} se puede notar que la corriente neta extraída está dada por la suma de las corrientes i_{L1a} e i_{L1b}, es por esto que para facilitar el control se define i_{L1} como:

$$i_{L1} = i_{L1a} + i_{L1b} \tag{4.41}$$

Aplicando transformada de Laplace a (3.16), considerando la corriente i_{pv} como perturbación, a tensión v_{pv} como variable a controlar y la corriente i_{L1} como actuación se obtiene:

$$\frac{dv_{pv}}{dt} = \frac{1}{c_{pv}}\left[i_{pv} - i_{L1a} - i_{L1b}\right] \tag{4.42}$$

$$sv_{pv}(s) = \frac{1}{c_{pv}}\left[i_{pv}(s) - i_{L1}(s)\right] \tag{4.43}$$

$$H_{vpv}(s) = \frac{v_{pv}(s)}{i_{L1}(s)} = \frac{-1}{sc_{pv}} \tag{4.44}$$

$$\tag{4.45}$$

Que corresponde a la función de transferencia de la tensión v_{pv} utilizando como variable de actuación la corriente i_{L1}.

4.2.4.c. Corrientes i_{L2a} e i_{L2b}

La forma de las ecuaciones dinámicas de las corrientes i_{L2a} y i_{L2b} son similares a las ecuaciones de las corrientes i_{L1a} y i_{L1b}, de esta manera el procedimiento de las plantas para el control es similar.

A partir de (3.20) se deduce que la tensión media aplicada en un periodo viene dada por el tiempo en que es aplicada la tensión v_{C2}, es decir por el ciclo de trabajo D_{L2a}, por lo tanto reemplazando D_{L2a} en (3.20) se obtiene:

$$\frac{di_{L2a}}{dt} = \frac{1}{L_{2a}}\left[v_{c1} - (1 - S_{b2a})v_{c1}\right] \tag{4.46}$$

$$\frac{di_{L2a}}{dt} = \frac{1}{L_{2a}}\left[v_{c1} - D_{L2a}v_{c2}\right] \tag{4.47}$$

Luego reemplazando la variable v_{c2} por la tensión nominal v_{c2}^{nom} y aplicando la transformada de laplace se obtiene:

$$si_{L2a} = \frac{1}{L_{2a}}\left[v_{c1}(s) - D_{L2a}(s)v_{c2}^{nom}\right] \tag{4.48}$$

Ecuación que al considerar la tensión v_{c1} como perturbación, el índice de modulación D_{L2a} como actuación y la corriente i_{L2a} permite la obtención de la planta de corriente i_{L2a}:

$$H_{iL2a} = \frac{i_{L2a}(s)}{D_{L2a}(s)} = \frac{-v_{c2}^{nom}}{sL_{2a}} \tag{4.49}$$

Realizando el mismo desarrollo se obtiene la planta para el control de la corriente i_{L2b}:

$$H_{iL2b} = \frac{i_{L2b}(s)}{D_{L2b}(s)} = \frac{-v_{c2}^{nom}}{sL_{2b}} \tag{4.50}$$

4.2.4.d. Tensión v_{c1}

A partir de (3.19) se define la suma de las corrientes extraídas por los inductores L_{2a} y L_{2b}:

$$i_{L2} = i_{L2a} + i_{L2b} \tag{4.51}$$

Considerando además los ciclos de trabajo D_{1a} y D_{1b} y una corriente media equivalente i_{HL} para cuantificar la corriente media extraída por los interruptores S_H y S_L, (3.19) puede expresarse como:

$$\frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1}\left[D_{1a}i_{L1a} + D_{1b}i_{L1b} - i_{L2} - i_{HL})\right] \tag{4.52}$$

Luego aplicando la transformada de Laplace, considerando la corriente i_{L2} como actuación, la tensión v_{c1} como variable a controlar y las corrientes $D_{1a}i_{L1a}$ $D_{1b}i_{L1b}$ y i_{HL} como perturbaciones se obtiene:

$$sv_{c1} = \frac{1}{C_1}\left[D_{1a}i_{L1a} + D_{1b}i_{L1b} - i_{L2} - i_{HL})\right] \tag{4.53}$$

$$sv_{c1} = \frac{-i_{L2}}{C_1} \tag{4.54}$$

$$H_{vc1}(s) = \frac{v_{c1}}{i_{L2}} = \frac{-1}{sC_1} \tag{4.55}$$

Que corresponde a la planta para el control de v_{c1}.

4.3. Diseño de estrategia de control

De manera general, para cumplir con la función de microinversor fotovoltaico, solo dos variables deben ser correctamente controladas, la tensión del panel v_{pv} y la corriente inyectada a red i_{red}. Por otra parte, para el correcto funcionamiento de los convertidores DC-DC internos y del conversor DC-AC, deben mantenerse controladas las tensiones v_{c2} y v_{c1}.

Como se mostró en la sección 4.2.3 si se quiere controlar directamente las tensiones v_{pv} y v_{c1} de los convertidores boost con los ciclos de trabajo, aparecen en las funciones de

transferencia 2 polos en el eje imaginario, por lo que resulta difícil controlar estas variables utilizando controladores simples como los son controladores PI. Una solución común para este problema, es la utilización de un lazo interno de control de corriente para la corriente en los inductores y un lazo externo de control de tensión para el control de tensión de los condensadores [44] [45], con lo que se utilizan las plantas integrativas obtenidas en la sección 4.2.4, debido a su simplicidad y comprobada efectividad, esta estrategia es utilizada para el esquema de control del convertidor propuesto.

El esquema de control propuesto para el control de las tensiones v_{pv} y v_{c1} se muestra en la Figura 4.11. Un algoritmo de MPPT con base en mediciones de tensión y corriente de panel fija la tensión de referencia v_{pv}^{ref}, posteriormente el lazo externo de control de tensión v_{pv} fija una referencia de corriente i_{L1}^{ref} que debe ser extraída del condensador v_{pv}, esta debe ser conducida por los inductores L_{1a} y L_{1b} en conjunto, por lo que la referencia i_{L1} se divide en dos y se utiliza como referencia para los controladores PI_{iL1a} y PI_{iL1b}. Los controladores de corriente fijan el ciclo de trabajo de los interruptores D_{b1a} y D_{b1b}, los cuales pueden ser corregidos para mejorar la respuesta del control ante cambios de la tensión v_{c1} al tomar en cuenta el nivel de tensión v_{c1} medido. Esta última corrección puede deducirse de (4.39) y (4.37) donde en la primera ecuación la tensión v_{c1} aparece multiplicando la actuación D_{b1a}, mientras que en la segunda ecuación se utiliza la tensión nominal v_{pv}^{nom}, de esta manera se realiza una normalización de la actuación del control.

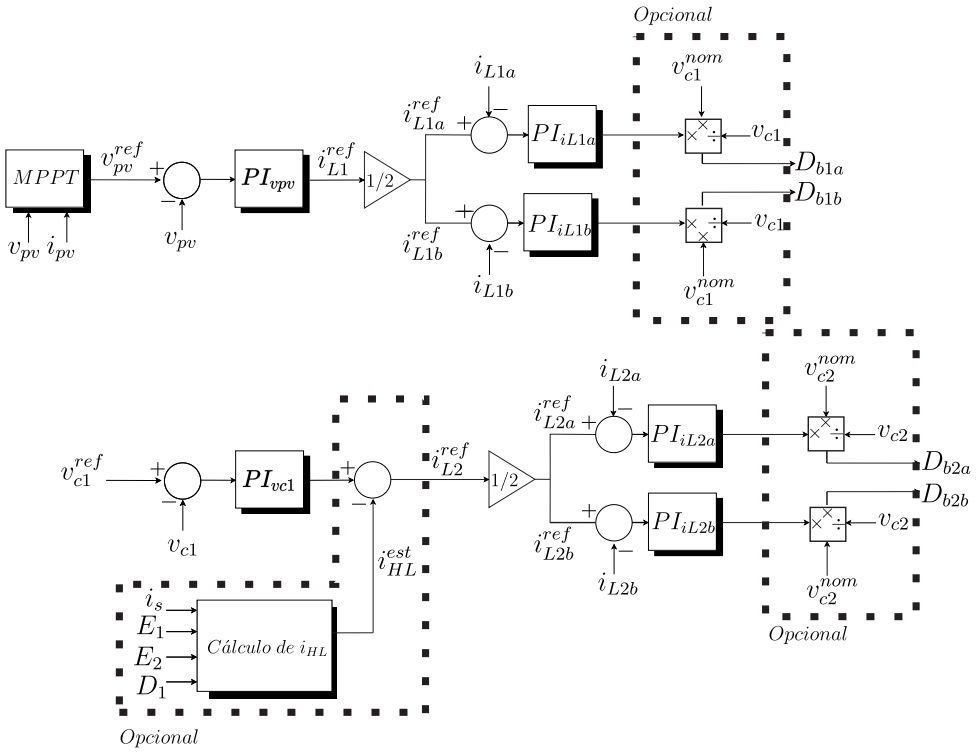


Figura 4.11. *Esquema de control de tensiones v_{pv} y v_{c1}.*

Para el control de la tensión v_{c1} se utiliza la corriente i_{L2}^{ref} que luego debe ser controlada por PI_{iL2a} y PI_{iL2b} que fijan los índices de modulación D_{b2a} y D_{b2b}. De la misma manera que se hace con el control de v_{pv}, se pueden normalizar los índices de modulación D_{b2a} y D_{b2b} basándose en la medición de la v_{c2}. Una diferencia importante respecto al control

de v_{pv} -tal como se puede observar en (4.56) que corresponde a la ecuación de v_{c1} versión interleaved- es que al utilizar los interruptores S_H y S_L se generan incrementos o decrementos de la tensión v_{c1}, provocados por la inyección o extracción de la corriente de red i_s por dichos interruptores. De esta manera en estado estacionario la compensación de esta perturbación depende de la rapidez de actuación (ancho de banda) del controlador de v_{c1}. Ya que las corrientes i_{L1a} y i_{L1b} dependen de v_{c1}, este cambio en v_{c1} provoca una perturbación en dichas corrientes, generando a su vez perturbaciones en el control de v_{pv}, lo que finalmente puede llevar a una degradación del MPPT o a la necesidad de incrementar el tamaño del condensador de panel c_{pv}.

$$\frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1}\left[(1-S_{b1a})i_{L1a} + (1-S_{b1b})i_{L1b} - i_{L2a} - i_{L2b} - i_s(S_H - S_L)\right] \tag{4.56}$$

Si la etapa de control y modulación dc-ac es ejecutada antes que la etapa de control dc-dc, entonces los dos estados de conducción y la proporción (D_1) que cada uno de dichos estados es aplicado es conocida, además de la Tabla 3.1 también se conoce la corriente i_{HL} para cada estado de conducción. Por lo tanto, si la corriente i_s tiene una frecuencia fundamental mucho menor que la frecuencia de conmutación, la corriente media que será extraída i_{HL}^{est} puede ser calculada con (4.57). Si lo anterior no se cumple, puede calcularse la predicción de la corriente de red para el siguiente paso de la misma forma que se hace en MPC, y a partir de esta calcular i_{HL}^{est}.

$$i_{HL}^{est} = D_1 i_{HL}^{(1)} + (1-D_1) i_{HL}^{(2)} \tag{4.57}$$

Donde $i_{HL}^{(1)}$ es la corriente extraída en el estado E_1, y $i_{HL}^{(2)}$ es la corriente extraída en el estado E_2. Luego la corriente i_{HL}^{ref} es extraída de la referencia de i_{L2} fijada por el controlador de v_{c1}.

La Figura 4.12 muestra el esquema de control de la tensión v_{c2} y de la corriente inyectada a red i_s. Se utiliza un lazo de control de tensión v_{c2} interno que fija la referencia de la magnitud de corriente de red $\hat{i}_s^{ref}$ que luego es multiplicada por una senoidal con el ángulo de red θ. El controlador se implementa con una saturación para que $\hat{i}_s^{ref}$ no tome valores negativos ni tampoco valores demasiado elevados. Es importante mencionar que en la medición de la tensión v_{c2} se utiliza un filtro elimina banda con frecuencia de resonancia igual al doble de la frecuencia de la red, esto para permitir que dicha tensión oscile con dicha frecuencia. Para controlar la corriente de red se utiliza un controlador PIR que entrega la tensión v_{mod} que debe ser modulada por el convertidor.

4.4. Observaciones sobre la operación

4.4.1. Efecto del factor de potencia de la corriente de red sobre las secuencias de modulación

Por regla general los inversores fotovoltaicos -tanto comerciales, como propuestas dentro del estado del arte- funcionan inyectando una corriente de red en fase con la tensión en el punto de conexión con la red [46]. Esto exige que el convertidor deba suministrar los reactivos que consume la impedancia del filtro, y que la tensión modulada por el inversor

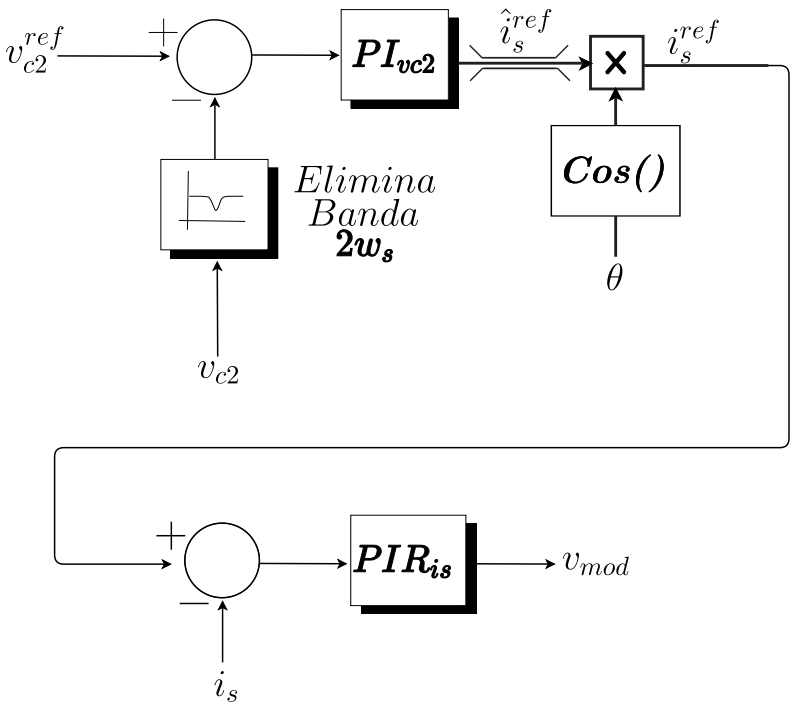


Figura 4.12. *Esquema de control de tensión v_{c2} y corriente inyectada a red.*

este en desfase con la corriente de red. Este desfase entre tensión modulada y corriente de red se ve incrementado si se requiere que el convertidor inyecte reactivos a la red.

Hasta el momento todas las deducciones y descripciones respecto a las formas de modulación han asumido una corriente de red en fase con la tensión modulada en los bornes del convertidor. Con este supuesto se dedujo en secciones anteriores que la corriente i_{HL} debería ser siempre positiva para la forma de modulación 1 y siempre negativa para la forma de modulación 2.

Para verificar que las deducciones respecto a las formas de modulación son validas, se hace patente la necesidad de cuantificar el efecto de la impedancia del filtro en el factor de potencia visto en los terminales del convertidor, y el efecto sobre la corriente i_{HL} que se genera en cada forma de modulación.

Para realizar este análisis, se obtuvo analíticamente $i_{HL}(t)$ durante un ciclo de red para diferentes factores de potencia utilizando las formas 1 y 2, un filtro 4.2 mH 0.3 Ω y tensiones internas de v_{c1}=116 V y v_{c2}=348 V.

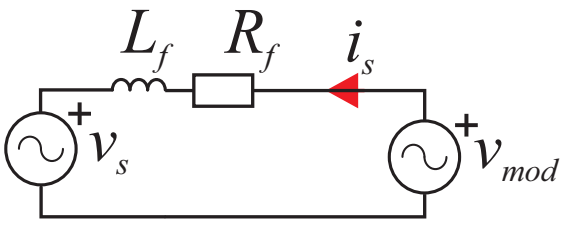


Figura 4.13. *Circuito simplificado para la deducción de la forma de i_{HL}*

Para obtener $i_{HL}(t)$, se considero el convertidor como una fuente de tensión variable.

Luego conociendo la potencia activa inyectada, y el factor de potencia de red requerido, puede resolverse el circuito en estado estacionario con teoría fasorial y obtener $i_s(t)$ y $v_{mod}(t)$. A partir de $v_{mod}(t)$ y considerando la forma de modulación utilizada puede obtenerse $D_1(t)$ de acuerdo a lo explicado en la sección 4.1.4. Luego ya que D_1 representa la fracción de tiempo que se mantiene encendido el estado de mayor tensión puede obtenerse la función de corriente $i_{HL}(t)$.

La función de corriente i_{HL} para la forma 1:

$$i_{HL}(v_{mod}(t)) = \begin{cases} i_s(t)(1 - D_1(t)) & v_{mod} < v_{c1} \\ i_s(t)D_1(t) & 0 < v_{mod} \leq v_{c1} \\ -i_s(t)(1 - D_1(t)) & -v_{c1} < v_{mod} \leq 0 \\ -i_s(t)D_1(t) & v_{mod} \leq -v_{c1} \end{cases} \tag{4.58}$$

Y para la forma 2:

$$i_{HL}(v_{mod}(t)) = \begin{cases} -i_s(t)(1 - D_1(t)) & v_{mod} < v_{c2} - v_{c1} \\ -i_s(t)D_1(t) & 0 < v_{mod} \leq v_{c2} - v_{c1} \\ i_s(t)(1 - D_1(t)) & -v_{c2} + v_{c1} < v_{mod} \leq 0 \\ i_s(t)D_1(t) & v_{mod} \leq -v_{c2} + v_{c1} \end{cases} \tag{4.59}$$

En la figura 4.14 se muestran las corrientes $i_{HL}(t)$ medias en un ciclo de conmutación, obtenidas con factores de potencia 1, 0.85 y 0.707 inductivos y potencia activa de 440 W.

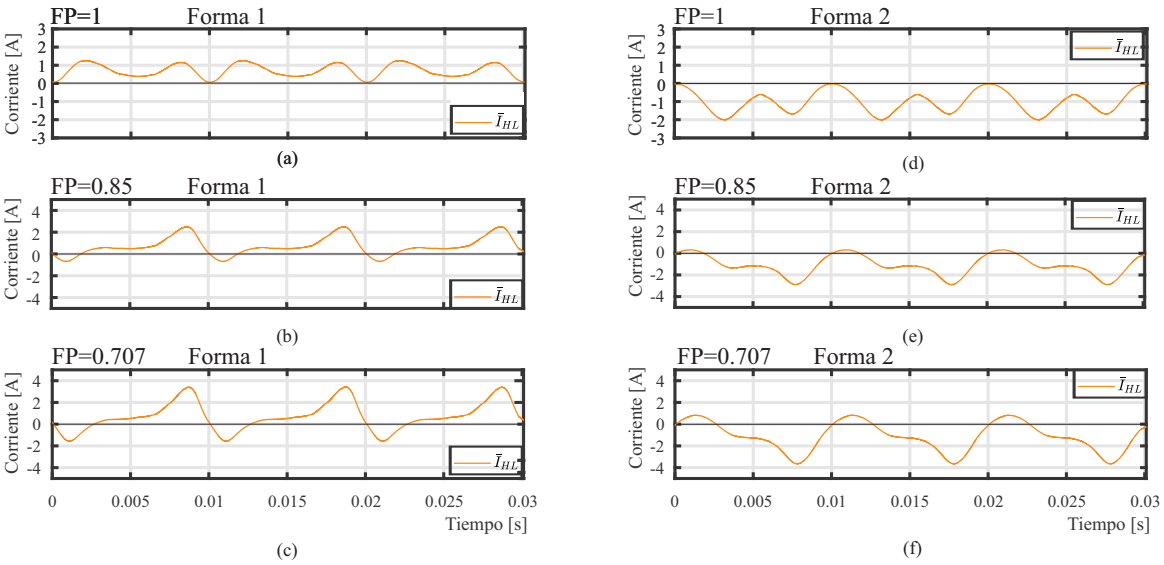


Figura 4.14. *Corriente media I_{HL} forma 1 (a, b, c) y forma 2 (d, e, f) inyectando corriente de red con diferentes factores de potencia.*

Como se puede observar para la forma 1, a medida que el factor de potencia disminuye la corriente i_{HL} negativa aumenta. De manera similar para la forma 2, al disminuir el factor de potencia la corriente i_{HL} positiva aumenta.

Para cuantificar la cantidad de corriente positiva y negativa i_{HL} en cada ciclo de red, se separa $i_{HL}(t)$ entre sus valores positivos $i_{HL}(t)^+$ y sus valores negativos $i_{HL}(t)^-$. Luego estas variables son integradas en el tiempo. La figura 4.15 muestra estas variables para factores de potencia inductivos entre 0 y 1 y una potencia aparente constante de 440 VA. El comportamiento observado es que con factor de potencia unitario la corriente I_{HL} para la forma 1 es solamente positiva y para la forma 2 es solo negativa. Sin embargo, para factores de potencia menores a 1 la corriente i_{HL} toma tanto valores positivos como negativos, llegando a ser iguales $i_{HL}(t)^+$ e $i_{HL}(t)^-$ cuando solo se inyecta potencia reactiva a la red.

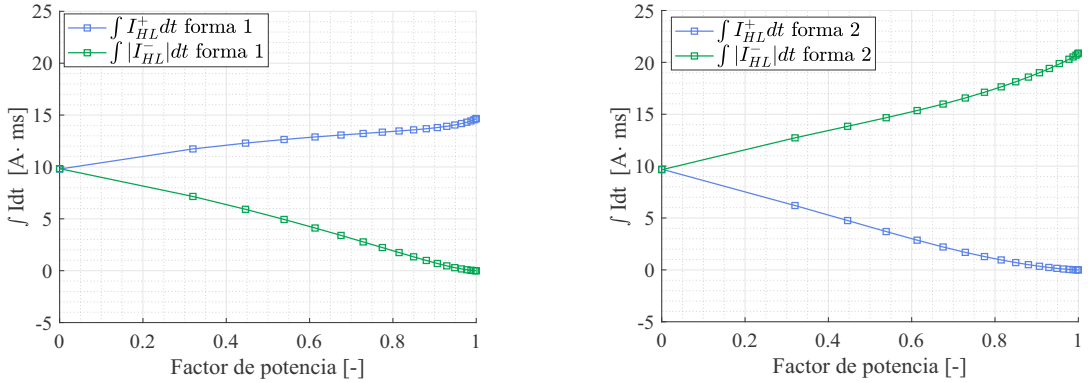


Figura 4.15. *Integrales temporales de i_{HL}^+ e i_{HL}^- en un ciclo de red para diferentes factores de potencia. (a) forma 1; (b) forma 2.*

Si bien ya se demostró que el factor de potencia influye en la dirección y forma de i_{HL}, no se ha discutido como influye el tamaño del filtro. Es intuitivo que con un mayor nivel de inductancia de filtro, la potencia reactiva consumida por este se incrementa, por lo que el desfase entre v_{mod} e i_s aumenta y se observaría el mismo efecto observado para factores de potencia menores mostrados en la figura 4.15.

En la figura 4.16 se muestra la integral de las corrientes i_{HL}^+ e i_{HL}^- para filtros inductivos entre 5 mH y 100 mH. Este rango se considero razonable, ya que, como referencia con 10 mH y un convertidor puente H e inyección de 440 W se cumple a cabalidad con el THD requerido por la norma IEEE 1547-2018 [28].

Como se puede observar, para la forma 1 la corriente i_{HL}^- es despreciable para todo el rango. Lo mismo ocurre para la forma 2, respecto a i_{HL}^+. Con esto se concluye que si utiliza un filtro inductivo bien dimensionado, el supuesto utilizado en secciones anteriores de factor de potencia unitario en bornes del convertidor es razonable, la corriente i_{HL} para la forma 1 es prácticamente solo positiva y la corriente i_{HL} es prácticamente solo negativa.

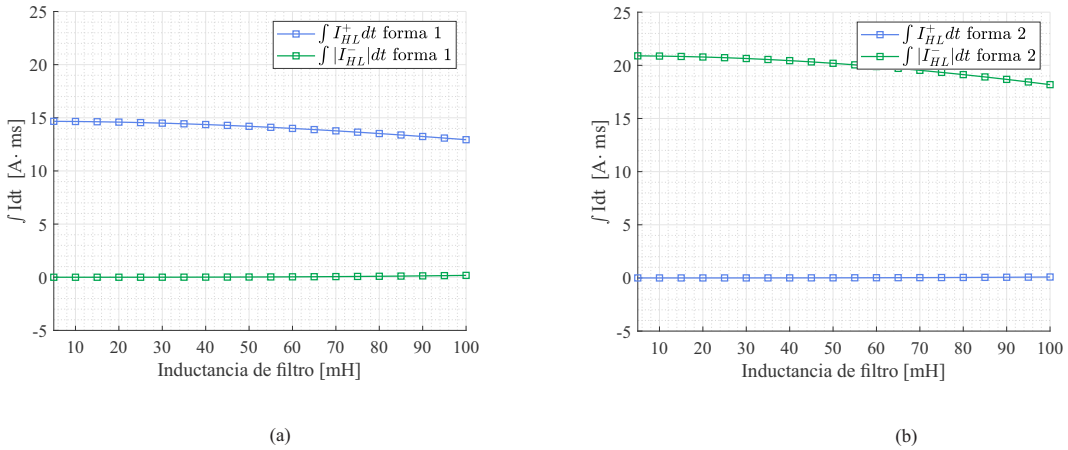


Figura 4.16. *Integrales temporales de i_{HL}^{+} e i_{HL}^{-} en un ciclo de red para diferentes filtros inductivos. (a) forma 1; (b) forma 2.*

4.4.2. Limite de operación continua y discontinua para los convertidores boost

Hasta el momento se ha comentado que el convertidor propuesto esta pensado para que los convertidores boost funcionen en modo de conducción continua. En esta sección se indican los limites para que dichos convertidores se mantengan en dicha zona de operación.

4.4.2.a. Primer convertidor boost

El punto limite entre zona de conducción continua y discontinua, se produce cuando la corriente en los inductores alcanza el valor 0 durante un periodo de conmutación. Es decir cuando se cumple que la corriente media por el inductor es igual a la mitad del valor del ripple:

$$\bar{i}_{L1a} = \frac{\Delta i_{L1a}}{2} \tag{4.60}$$

Por lo que para obtener el limite de operación basta con calcular ambos valores. Para uno de los inductores del primer convertidor boost se tiene que el ripple viene dado por:

$$\Delta i_{L1a} = \int_{0}^{(1-D_{L1a})T} \frac{v_{pv}}{L_{1a}} dt \tag{4.61}$$

Donde la tensión v_{pv} para este caso puede considerarse constante, dado el periodo de tiempo considerado y los valores de capacitancias e inductancias que se utilizan en este documento.

El ciclo de trabajo en estado estacionario a su vez depende de las tensiones v_{pv} y v_{c1}:

$$D_{1a} = \frac{v_{pv}}{v_{c1}} \tag{4.62}$$

Luego remplazando (4.62) en (4.61) y resolviendo la integral se obtiene:

$$\Delta i_{L1a} = \frac{v_{pv}}{L_{1a}} \cdot (1 - \frac{v_{pv}}{v_{c1}})T \tag{4.63}$$

En estado estacionario para mantener la tensión constante en c_{pv}, la suma de las corrientes medias de los dos canales del primer convertidor boost debe ser igual a la corriente extraída del panel, que también puede ser expresada en función de la potencia generada:

$$\bar{i}_{iL1a} + \bar{i}_{L1b} = \frac{i_{pv}}{2} = \frac{P_{pv}}{v_{pv}} \tag{4.64}$$

Suponiendo que la corriente se reparte equitativamente por lo canales:

$$\bar{i}_{iL1a} = \bar{i}_{L1b} = \frac{i_{pv}}{2} = \frac{P_{pv}}{2v_{pv}} \tag{4.65}$$

Luego reemplazando (4.65) y (4.63) en (4.60) se obtiene el valor de generación para el cual el canal a del primer convertidor boost pasa de trabajar en modo de conducción continua a discontinua.

$$P_{pv}^{L1a} = \frac{v_{pv}^2(1 - \frac{v_{pv}}{v_{c1}})T}{L_{1a}} \tag{4.66}$$

Realizando el mismo análisis para el canal b del primer convertidor boost se obtiene un resultado similar:

$$P_{pv}^{L1b} = \frac{v_{pv}^2(1 - \frac{v_{pv}}{v_{c1}})T}{L_{1b}} \tag{4.67}$$

4.4.2.b. Segundo convertidor boost

El limite entre conducción continua y discontinua para el segundo convertidor boost puede calcularse de la misma forma que se calculó para el primero, es decir en el limite se cumple:

$$\bar{i}_{L2a} = \frac{\Delta i_{L2a}}{2} \tag{4.68}$$

La ecuación de ripple obtenida para el primer convertidor boost es también valida para el segundo, reemplazando las variables correspondientes:

$$\Delta i_{L2a} = \frac{v_{c1}}{L_{2a}} \cdot (1 - \frac{v_{c1}}{v_{c2}})T \tag{4.69}$$

Para la determinación de $\bar{i}_{L2a}$ se puede considera que en estado estacionario el control es capaz de mantener la tensión v_{c1} constante, por lo que se cumple:

$$\bar{i}_{L2a} + \bar{i}_{L2b} = \frac{P_{pv}}{v_{c1}} - \bar{i}_{HL} \tag{4.70}$$

Donde el primer termino de la derecha se obtiene considerando que toda la potencia extraída del panel esta siendo elevada hasta c_1. El segundo termino corresponde a la corriente media extraída por los interruptores bidireccionales. Ahora bien como se vio en secciones anteriores la corriente $\bar{i}_{HL}$ es una función definida por tramos que depende del tipo de modulación implementada, los niveles de tensión, la magnitud y factor de potencia de la corriente de red, por lo que la forma más simple de obtenerla es empíricamente a través de simulación. El peor caso ocurre cuando la corriente por los interruptores bidireccionales es máxima. De esta manera reemplazando el peor caso en (4.70) y asumiendo que la corriente se reparte equitativamente por los dos canales:

$$\bar{i}_{L2a} = \frac{Ppv}{2v_{c1}} - \frac{\bar{i}_{HL}^{max}}{2} \tag{4.71}$$

Luego reemplazando (4.69) y (4.71) en (4.68) se obtiene el valor de generación para el cual el canal a del segundo convertidor boost pasa de trabajar en modo de conducción continua a discontinua:

$$P_{pv} = v_{c1}\bar{i}_{HL}^{max} + \frac{v_{c1}^2(1-\frac{v_{c1}}{v_{c2}})T}{L_{2a}} \tag{4.72}$$

Realizando el mismo análisis para el canal b del primer convertidor boost se obtiene un resultado similar:

$$P_{pv} = v_{c1}\bar{i}_{HL}^{max} + \frac{v_{c1}^2(1-\frac{v_{c1}}{v_{c2}})T}{L_{2b}} \tag{4.73}$$

4.4.3. Elección de tensiones internas

Para la elección de las tensiones v_{pv} v_{c1} y v_{c2} deben algunos requerimientos mínimos, los que se detallas a continuación.

Para tener controlabilidad sobre la corriente de red, el convertidor debe ser capaz de generar una tensión mayor a la tensión de red, esto quiere decir que al menos la tensión v_{c2} debe ser mayor que la tensión de red. El valor nominal de v_{pv} depende del panel solar utilizado. Respecto a la tensión v_{c1}, esta debe ser mayor a v_{pv} y menor a v_{c2}, esto para que los convertidores boost funcionen correctamente. A mayores valores de v_{c2} y v_{c1}, mayores serán las pérdidas en los inductores debido al aumento, tanto el ripple de corriente, como de la variación de flujo.

En esta tesis se considero, para los ejemplos, deducciones, simulaciones y ensayos experimentales, convertidores boost trabajando con una misma razón de transformación, es decir se cumple:

$$v_{c2} = k \cdot v_{c1} = k^2 v_{pv} \tag{4.74}$$

Esto minimiza la suma geométrica de las razones de transformación de ambos convertidores, además de generar escalones de tensión iguales al utilizar la forma 3 que utiliza todos los niveles disponibles. Esto, sin embargo, no es necesariamente óptimo desde el punto de vista de pérdidas o de THD de corriente de red. Un estudio de diseño óptimo para el convertidor propuesto, tal como como se han desarrollado para otras topologías [47], podría realizarse en trabajos futuros.

Otra posibilidad que no se explora en esta tesis relacionada con las tensiones internas, es la posibilidad de aprovechar la controlabilidad con la que cuenta el convertidor sobre las tensiones v_{c1} y v_{c2}, para cambiar dichos valores a lo largo ciclo de red, con el objetivo de disminuir pérdidas y THD de red.

4.5. Controladores y parámetros de convertidor

Los parámetros del sistema simulado en el capítulo 5 se muestran en la Tabla 4.4. En esta tesis se considera a los convertidores boost trabajando con una misma razón de transformación, ya que así se minimiza la suma geométrica de las razones de transformación de ambos convertidores. Esto, sin embargo, no es necesariamente óptimo desde el punto de vista de pérdidas o de THD de corriente de red. Un estudio de diseño óptimo para el convertidor propuesto, tal como como se han desarrollado para otras topologías [47], podría realizarse en trabajos futuros.

Los valores de los inductores y condensadores fueron calculados para que los convertidores boost operen en modo de conducción continua para un rango de generación fotovoltaica de 0.6-1 p.u, mientras que los valores de capacitancia fueron calculados para tener una oscilación de tensión menor a 0.5 V en el condensador de panel y una tensión v_{c2} 7 % superior a la tensión peak de red para mantener la controlabilidad de la corriente de red. Mientras que los modelos de inductores y semiconductores utilizados se muestran en la Tabla 4.5. Los inductores L_{2a} y L_{2b} se simularon utilizando 2 inductores de marca Würth Elektronik de 680 μH en serie para lograr los 1360μH requeridos. Para la simulación del panel se utilizó el modelo Longi Solar LR4-72HPH de 440 W de potencia nominal, la corriente de red se fijó con factor de potencia unitario.

Tabla 4.4
Parámetros del convertidor la red y el panel solar.

Símbolo	Parámetro	Valor
V_s	Tensión de red	220 V_{rms}
f_s	Frecuencia de red	50 Hz
L_f	Inductancia de filtro	4.2 mH
R_f	Resistencia de filtro	0.3 Ω
L_{2a}, L_{2b}	Inductores segundo boost	1360 uH
$c_2, c_1.c_{pv}$	Condensadores	100 μF
L_{1a}, L_{1b}	Inductores primer boost	250 μH
f_m	Frecuencia de muestreo	40 kHz
f_c^{ac}	Frecuencia de conmutación DC-AC	40 kHz
f_c^{dc}	Frecuencia de conmutación DC-DC	40 kHz
i_{pv}^n	Corriente nominal panel	10.74 A
v_{pv}^n	Tensión nominal panel	41 V
v_{dc1}^n	Tensión nominal v_{dc1}	116 V
v_{dc2}^n	Tensión nominal v_{dc2}	348 V

El ajuste de los controladores se realizó utilizando la discretización de las plantas obtenidas en el capítulo 4 y los parámetros del convertidor de la Tabla 4.4, el ajuste se realizó utilizando la herramienta rltool de Matlab. Como criterios de diseño se consideró un an-

Tabla 4.5
Componentes utilizados.

Tipo	Marca	Número de serie
SiC mosfet	Wolfspeed	C3M0060065D
Diodo Schottky	Wolfspeed	C3D06060G
Inductor	Eaton	CTX250-5-52-R
Inductor	Würth Elektronik	74437529203681

cho de banda en lazo cerrado de aproximadamente 0.1 veces la frecuencia de muestreo para los lazos de corriente internos y para los lazos de control de tensión se consideró un ancho de banda en lazo cerrado de aproximadamente 0.1 veces el ancho de banda del lazo interno. Todos los controladores fueron implementados utilizando un sistema de anti-enrollamiento [48].

(4.75) es el controlador PI diseñado para el control de las corrientes I_{L1a} e I_{L1b}, como parámetros de diseño se consideró un coeficiente de amortiguamiento de 0.707 y ancho de banda en lazo cerrado de 5kHz. (4.76) es el controlador PI de la tensión v_{pv}, como criterio se consideró un ancho de banda de 350 Hz.

$$PI_{iL1a}(z) = PI_{iL1b}(z) = -0{,}031224\frac{z - 0{,}874}{z - 1} \tag{4.75}$$

$$PI_{vpv}(z) = -0{,}32\frac{z - 0{,}9817}{z - 1} \tag{4.76}$$

(4.77) es el controlador para las corrientes I_{L2a} e I_{L2b}, como parámetros de diseño se consideró un coeficiente de amortiguamiento de 0.707 y un ancho de banda en lazo cerrado de 4kHz. (4.78) es el controlador PI de la tensión v_{c1}, como criterio se consideró un ancho de banda de 400 Hz.

$$PI_{iL2a}(z) = PI_{iL2b}(z) = -0{,}046829\frac{z - 0{,}88037}{z - 1} \tag{4.77}$$

$$PI_{vc1}(z) = -0{,}34268\frac{z - 0{,}9876}{z - 1} \tag{4.78}$$

(4.79) es el controlador de tensión de v_{c2}, un ancho de banda en lazo cerrado de 100 Hz. El controlador resonante para el control de corriente de red fue diseñado en tiempo continuo considerando la frecuencia de la red y luego este paso a tiempo discreto obteniéndose (4.80).

$$PI_{vc2}(z) = -0{,}1\frac{z - 0{,}998}{z - 1} \tag{4.79}$$

$$PIR_{is}(z) = \frac{75{,}29z^2 - 1{,}413249z + 66{,}3748390791}{z^2 - 1{,}99975326496z + 1} \tag{4.80}$$

El filtro elimina banda de 100 Hz utilizado en la medición de la tensión v_{c2} se implementó en tiempo continuo utilizando la función de transferencia mostrada en (4.81) considerando un ancho de banda de 225 Hz.

$$H(s)_{notch} = \frac{s^2 + (2\pi \cdot 100)^2}{s^2 + 2000 + (2\pi \cdot 100)^2} \tag{4.81}$$

Para la sincronización con la red se utilizó una PLL monofásica basada en el retraso de T/4 de la onda de tensión [49].

Capítulo 5

Resultados de simulación

En este capítulo se discute los resultados de simulación del convertidor variante interleaved de 2 canales conectado a red y la influencia de la utilización de los diferentes estados de conducción en variables relevantes del sistema como lo son THD de corriente de red, seguimiento de MPP y eficiencia. En la sección 4.5 se indican los parámetros de simulación, componentes y controladores utilizados. En la sección 5.1 se discuten los resultados de simulación en estado estacionario y sin perturbaciones. En la sección 5.2 se discuten los resultados de simulaciones realizadas considerando cambios de temperatura e irradiancia en el panel, mientras que el sistema de control del convertidor ejecuta un algoritmo de MPPT. En la sección 5.3 se discuten los resultados de simulaciones de pérdidas y eficiencia.

5.1. Simulación en estado estacionario

Los resultados para todos las formas de modulación de esta sección fueron obtenidos a partir del funcionamiento en estado estacionario del convertidor, considerando generación fotovoltaica nominal e incluyen la compensación de i_{HL}.

La Figura 5.1 muestra las tensiones dc internas v_{pv}, v_{c1} y v_{c2}. Para todas las formas de modulación se logran resultados similares, el control logra mantener las tensiones en su valor de referencia con un THD prácticamente idéntico (ver Tabla 5.1) para la tensión de panel y v_{c2} y valores bastante cercanos para v_{c1}. Adicionalmente, la oscilación de potencia inherente al sistema monofásico, se ve reflejada solamente en la tensión del condensador v_{c2}.

Tabla 5.1
THD tensiones dc internas en estado estacionario.

Tensión	Forma 0	Forma 1	Forma 2	Forma 3
v_{pv}	0.0205 %	0.0207 %	0.0199 %	0.0206 %
v_{c1}	0.0497 %	0.0857 %	0.0999 %	0.1778 %
v_{c2}	5.7880 %	5.7911 %	5.7781 %	5.7876 %

La Figura 5.2 muestra la corriente extraída por los interruptores bidireccionales i_{HL} y la corriente i_b extraída por el puente H, así como el valor medio en un periodo de

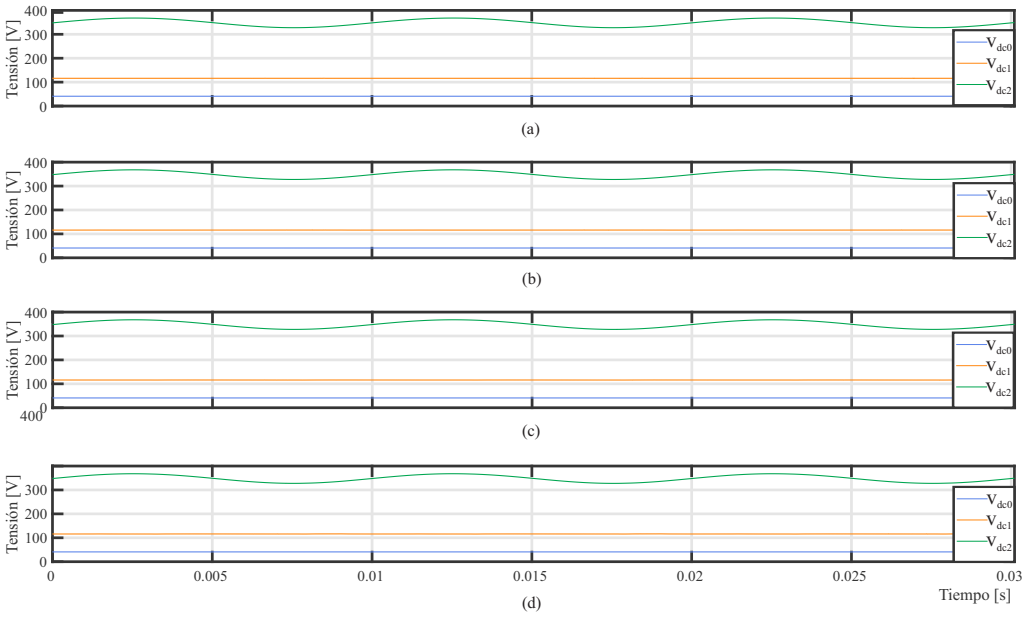


Figura 5.1. *Tensiones dc en estado estacionario a potencia nominal. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles.*

conmutación. La forma 0, ya que opera como un doble-boost puente H normal, no tiene extracción de corriente por los interruptores bidireccionales y toda la potencia es evacuada por el puente H. Para la forma 1 se tiene que la corriente extraída por los interruptores bidireccionales es siempre positiva. Diferente es el caso de la forma 2 donde la corriente es siempre negativa, es decir, siempre se inyecta corriente al condensador c_1. La forma 3, ya que utiliza todos los estados de conducción disponibles, presenta los estados de conducción de la forma 1 y 2, por lo que la corriente i_{HL} es positiva o negativa dependiendo el nivel de la tensión modulada.

La Figura 5.3 muestra las corrientes en los inductores de los convertidores boost. En la subfigura izquierda de cada gráfica se muestra un zoom de en el orden de los cientos de microsegundos lograr apreciar las oscilaciones de corriente, naturales en el convertidor boost. En las mismas subfiguras se puede notar el desfase de 180^o de las corrientes que componen cada boost, esperables en la configuración interleaved. La forma de onda de las corrientes i_{L1a} e i_{L1b} son iguales para todas las formas de modulación, esto porque tal como se puede apreciar en la Figura 5.1 -que muestra las tensiones dc v_{pv}, v_{c1} y v_{c2}- el control logra mantener todas las tensiones dc iguales para todas las formas de modulación. De esta forma, los índices de modulación de los interruptores D_{L1a} y D_{L1b} pueden permanecer constantes y los controles de corrientes y tensión del primer boost trabajan en estado estacionario. Las referencias de las corrientes i_{L2a} y i_{L2b} son la actuación del control de v_{c1}, por lo que la forma de estas cambia al cambiar la perturbación i_{HL} que incide sobre v_{c1}. De esta manera se puede ver que para la forma 0 las corrientes i_{L2a} e i_{L2b} son constantes, pero para las formas 1, 2 y 3 son variables. De la misma forma el signo de las corrientes i_{HL} de cada forma influye en la magnitud de las corrientes del segundo boost, para la forma 1 -ya que la corriente i_{HL} es siempre positiva- se tiene que la corriente rms es un 17.8 % menor que para la forma 0, mientras que para las formas 2 y 3 -ya que la corriente i_{HL} toma valores negativos- se tiene que las corrientes en el segundo boost toman valores

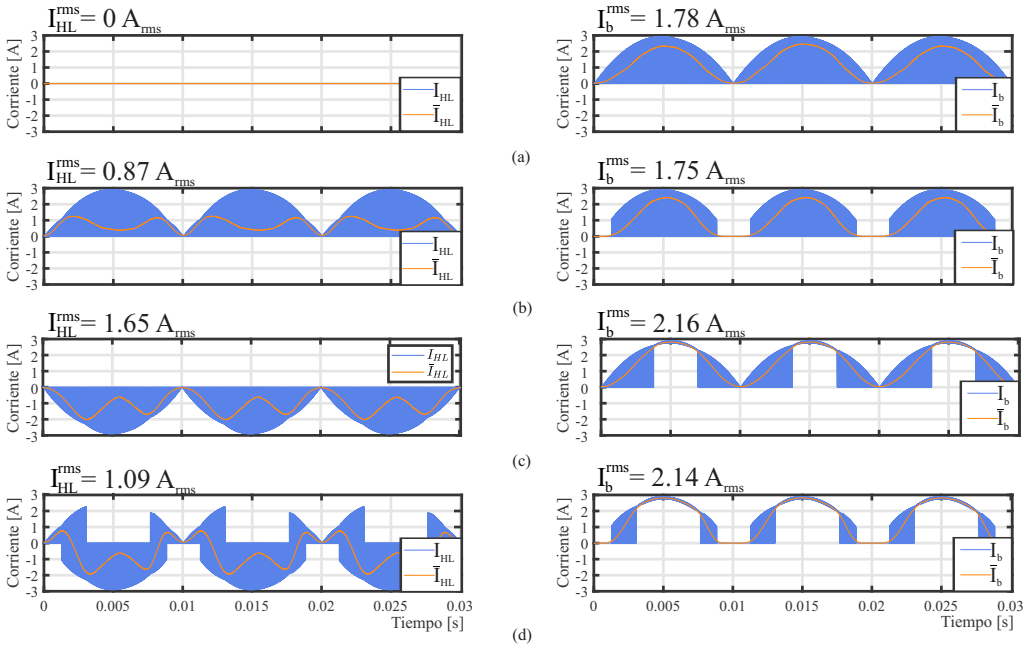


Figura 5.2. *Izquierda, corriente I_{HL}. Derecha, corriente I_b. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles.*

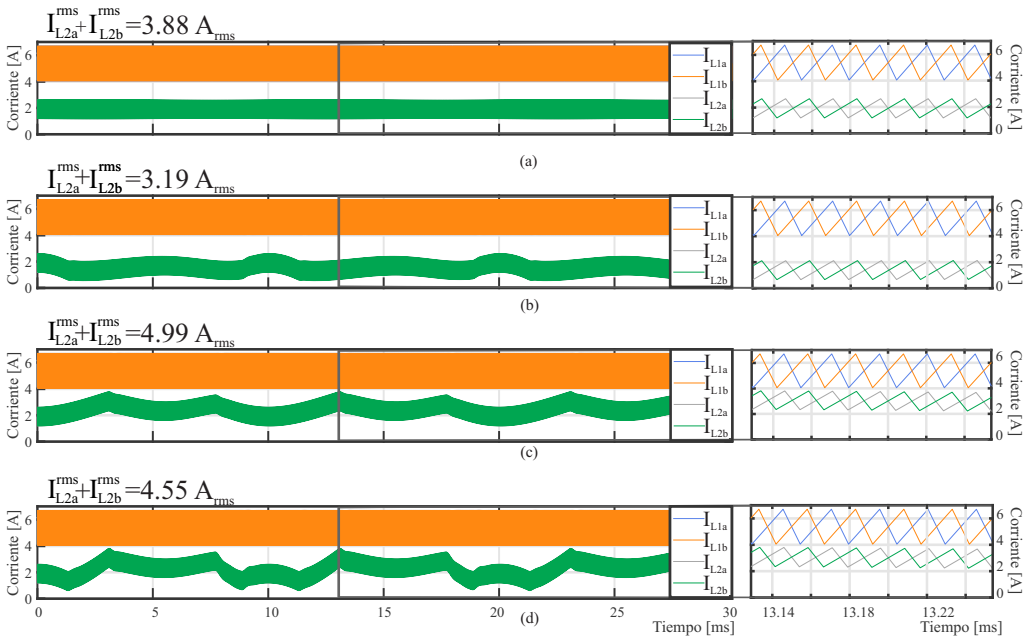


Figura 5.3. *Corrientes de convertidores boost en estado estacionario a potencia nominal. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles.*

rms un 28.6 % y 17.2 % mayores que los de la forma 0.

La Figura 5.4 muestra la corriente de red y la tensión modulada. En la tensión modulada aparecen los 3, 5, 5 y 7 niveles de cada forma de modulación y la oscilación natural de la tensión v_{c2} cuando esta tensión es utilizada. Como era esperable, el mayor THD de la

corriente de red se ve en la forma 0 de 3 niveles y el menor THD de corriente se ve en la forma 3 de 7 niveles siendo éste 3.31 % menor.

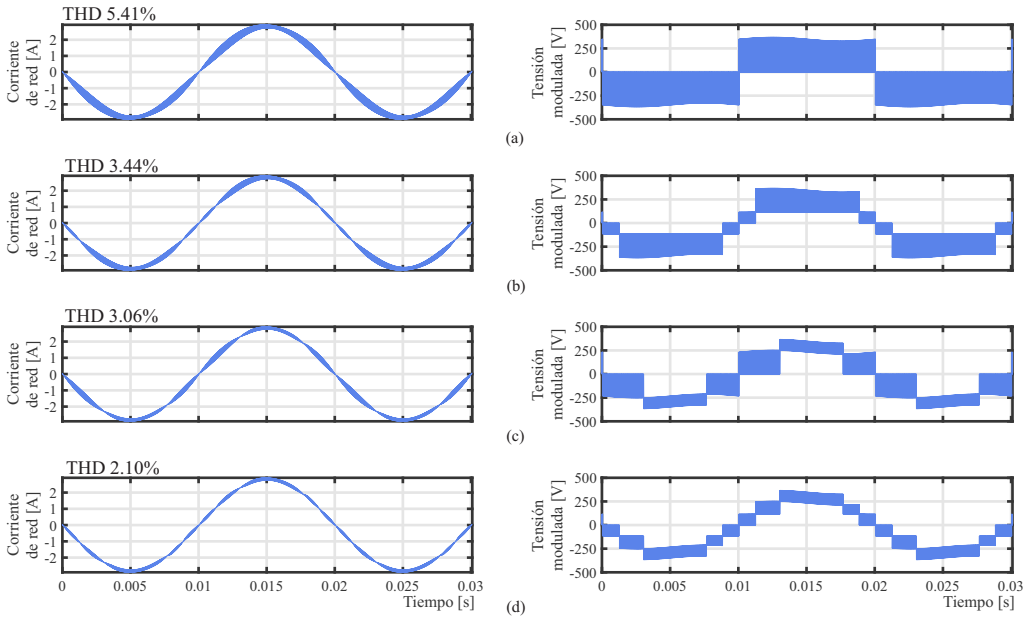


Figura 5.4. *Gráficos de la izquierda, corriente de red (I_{red}). Gráficos de la derecha, tensión modulada (V_{mod}). Estado estacionario a potencia nominal. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles.*

La Figura 5.5 muestra el THD de corriente para un nivel de generación entre 0.5 pu y 1 pu, considerando los 440 W nominales como potencia base. Se puede observar el mismo comportamiento que se tiene para potencia nominal para todo el rango de generación, es decir, menores niveles de distorsión armónica para la forma 3, seguida de las formas 2, 1 y 0.

La Figura 5.6 muestra el espectro armónico de la corriente de red. La principal disminución de armónicas de las formas 1, 2 y 3 en comparación con la forma 0 se da en torno a los múltiplos de la frecuencia de conmutación y sus bandas laterales.

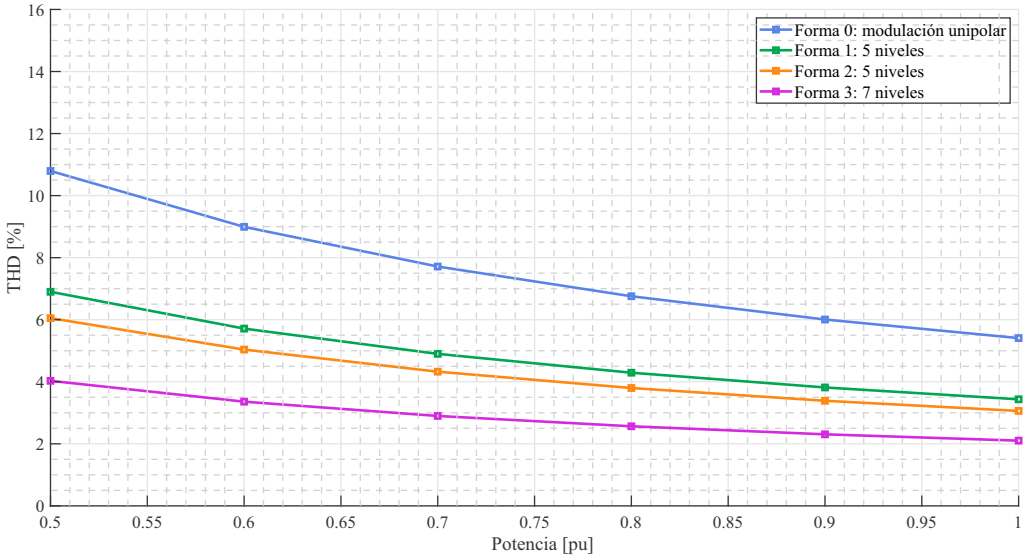


Figura 5.5. *THD de corriente de red para diferentes niveles de generación fotovoltaica, utilizando las diferentes formas de modulación. Potencia base 440 W.*

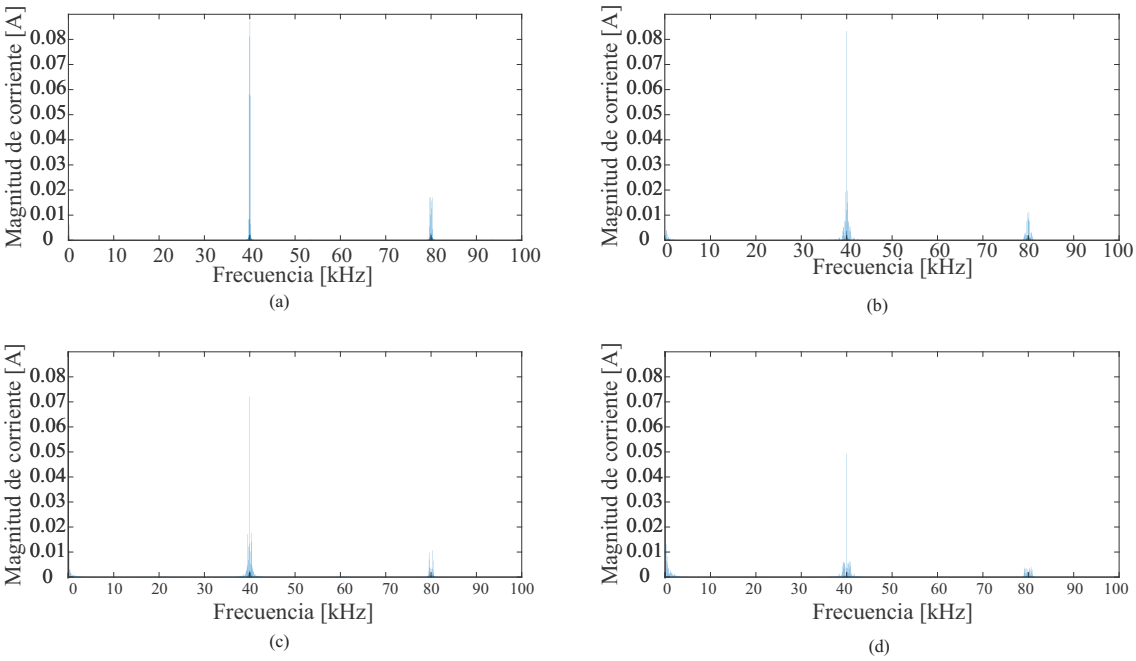


Figura 5.6. *Espectro armónico de corriente de red a potencia nominal. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles.*

5.2. Simulación dinámica y seguimiento de MPPT

Se simuló el convertidor mientras un algoritmo MPPT P&O es ejecutado para fijar la referencia de la tensión v_{pv}. La tasa de muestreo del algoritmo fue de 20 ms y 0.25 V de variación de tensión, valores que respetan la dinámica del convertidor y el lazo de control

de tensión de V_{pv}. Al iniciar la simulación la irradiancia y la temperatura del panel es de 1000 W/mm^2 y 25^{o}C, en t=0.2 s la irradiancia cambia a 700 W/m^2, en t=0.4 s la temperatura cambia a 40^{o}C.

En la Figura 5.7 se pueden ver los tres niveles que oscilan en torno a la tensión de MPP característicos del algoritmo P& O y un comportamiento casi idéntico para las cuatro formas de modulación. En el zoom de la derecha de cada subfigura se observan pequeñas perturbaciones en las formas 1, 2 y 3 que se encuentran cercanas al orden de magnitud de la oscilación provocada por la variación natural de corriente en los inductores. La tensión de MPP inicialmente es de 41 V y no se ve modificada al cambiar la irradiancia, esto porque la irradiancia por lo general influye en mayor medida en la corriente de MPP, a diferencia de la temperatura que si influye en la tensión de MPP. Esto puede verse en el cambio de temperatura de 25^{o}C a 40^{o}C, siendo la tensión de MPP de 38.75 V posterior al cambio.

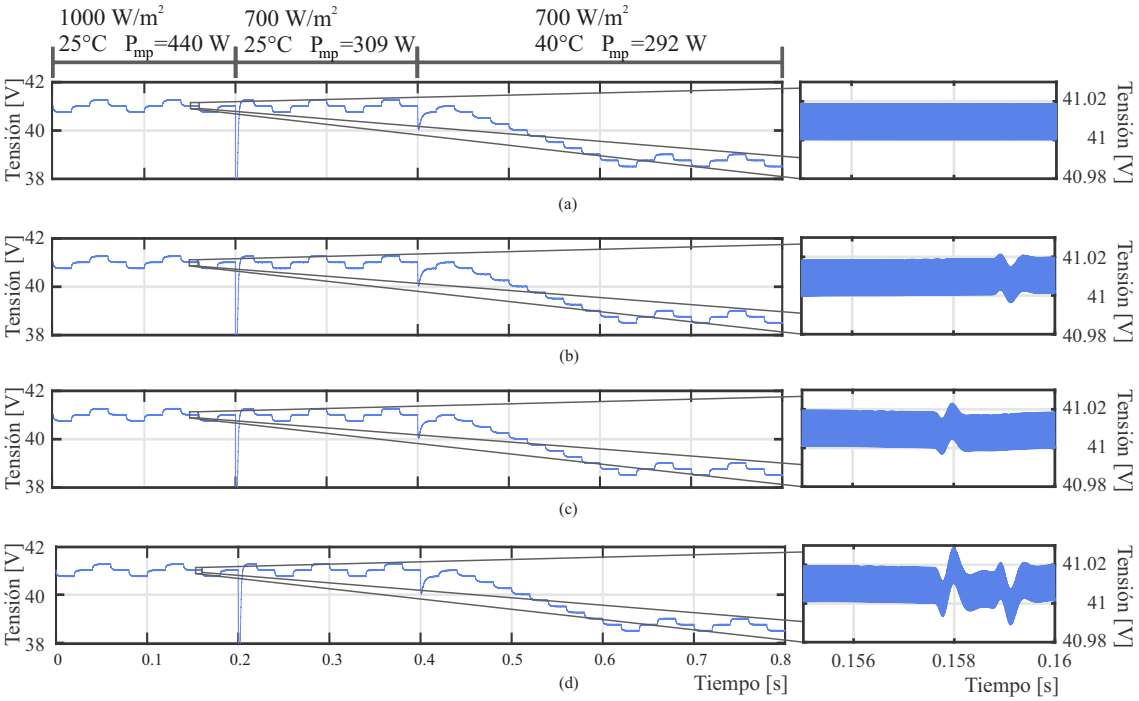


Figura 5.7. *Tensión v_{pv} para los diferentes modos de operación ante cambios en la irradiancia y temperatura. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles.*

Los cambios en el nivel de generación tampoco afectan el control de las tensiones internas v_{c1} y v_{c2}, tal como se puede ver en la Figura 5.8. Las formas de tensión son idénticas para todos las formas de modulación, la variación de generación se puede observar en la magnitud de la oscilación de la tensión v_{c2}, siendo mayor al inicio de la simulación cuando se genera potencia nominal y menor cuando la temperatura aumenta y la irradiancia disminuye.

La Figura 5.9 muestra la corriente de red y la tensión durante la simulación. La corriente de red disminuye al disminuir el nivel de generación para mantener el balance de potencia y el nivel de la tensión v_{c2} en su valor nominal. La calidad de energía inyectada a red

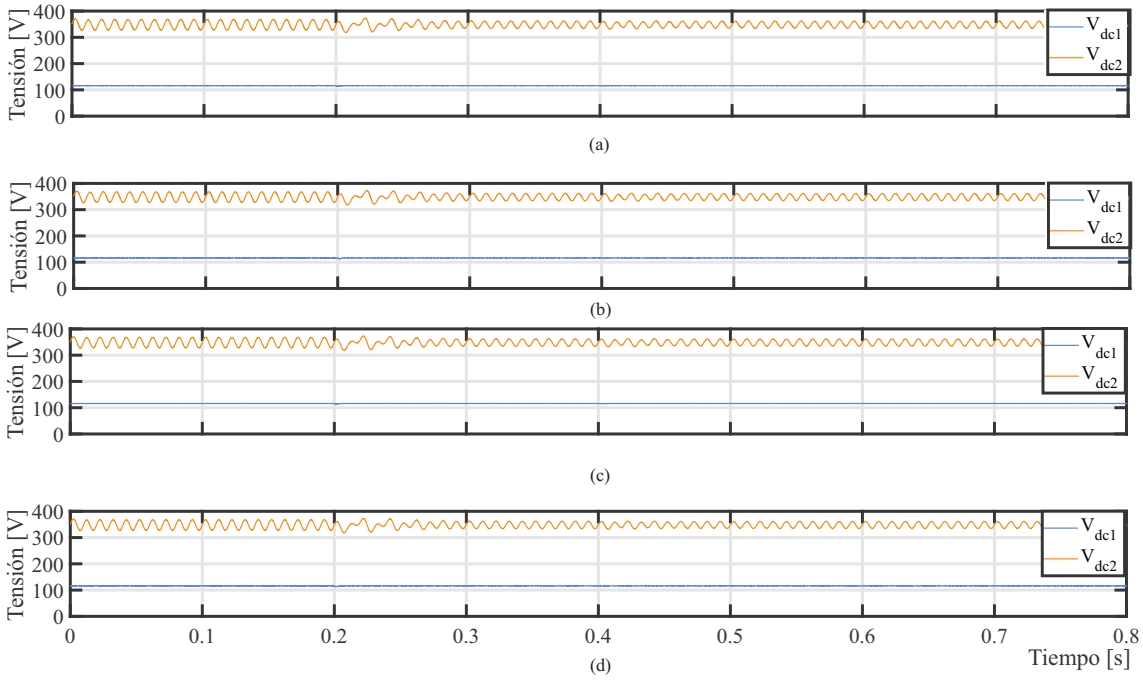


Figura 5.8. *Tensiones v_{dc1} y v_{dc2} para las diferentes formas de modulación ante cambios en la irradiancia y temperatura. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles.*

es similar al obtenido en estado estacionario, presentándose menores niveles de THD de corriente de red para las formas 1, 2 y 3 en comparación a la forma 0 y aumentando el THD para niveles de carga menores.

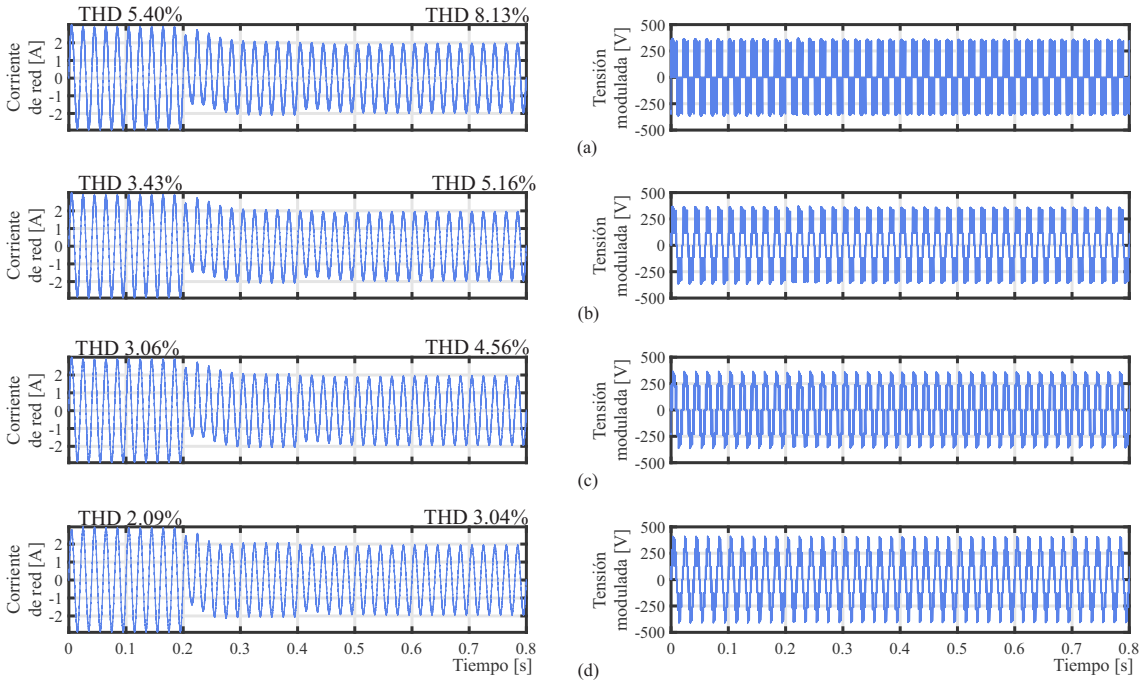


Figura 5.9. *Variables de red ante cambios en la irradiancia y temperatura. Gráficos de la izquierda, corriente de red (I_{red}). Gráficos de la derecha, tensión modulada (V_{mod}). (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles.*

5.3. Eficiencia

Para determinar las pérdidas del convertidor se utilizaron las herramientas de simulación térmica de PLECS. Esta herramienta permite modelar sistemas térmicos utilizando elementos térmicos discretos como lo son resistencias y capacitancias térmicas, fuentes ideales de temperatura y potencia, entre otras. El cálculo de pérdidas de conducción y de encendido y apagado de semiconductores lo hace utilizando lookup tables basadas en información de datasheet. El encendido y apagado se considera ideal para todos los semiconductores, por lo que se consiguen tiempos de simulación menores a los que se consiguen utilizando simuladores que consideran los encendidos y apagados reales de los semiconductores.

Las simulaciones realizadas consideraron los elementos mostrados en la Tabla 4.5 para las pérdidas en los inductores se considera solamente la resistencia serie DC de modelos disponibles en el mercado, para las pérdidas en los condensadores se considera el ESR a 120 Hz para modelos disponibles. Para el modelo térmico del convertidor se considera que todos los semiconductores se encuentran conectados a un mismo disipador con una resistencia térmica constante y los resultados mostrados fueron obtenidos con todos los semiconductores funcionando en estado estacionario a 120^{o}C. Para los diferentes niveles de generación se consideró solo variación de irradiancia, por lo que el nivel de tensión en el panel para todos los puntos de trabajo se encuentra cercano a los 41 V.

Las pérdidas de fierro si bien no se consideraron, éstas no deberían influir en la compa-

ración de las diferentes formas de modulación. Las pérdidas de fierro dependen principalmente de la variación de flujo y la frecuencia de conmutación en los inductores [50] [51], la variación de flujo depende de los ciclos de trabajo y las tensiones de las tensiones dc internas. Ya que todas estas variables son similares para todas las formas de modulación, las pérdidas de fierro debiesen ser similares para todas las formas de modulación.

En la Figura 5.10 se muestran las pérdidas simuladas para el convertidor separadas por sección para 0.5 p.u y 1 p.u. de generación. Las menores pérdidas se obtienen con la forma 1, seguida de las formas 0, 3 y 2, esto es válido tanto para ambos escenarios de generación.

Para todos los casos las mayores pérdidas corresponden a las pérdidas del primer convertidor boost, éstas incluyen las pérdidas en los mosfets S_{b1a} y S_{1b} y las pérdidas en los inductores L_{1a} y L_{1b} y como se puede observar son iguales para todas las formas de modulación, esto se debe a que como se mostró en secciones anteriores el primer convertidor boost opera de manera idéntica para todas las formas de modulación.

El segundo convertidor boost es la segunda mayor fuente de pérdidas en el convertidor y la forma 1 exhibe las menores pérdidas en esta sección. Esto tiene relación con un menor nivel de corriente por dicha sección propiciada por la extracción de potencia por los interruptores S_H y S_L y la consiguiente disminución de las corrientes i_{L2a} e i_{L2b}. Por esta razón el orden de pérdidas mantiene el mismo orden de corrientes rms vista en la Figura 5.3, es decir las formas 2 y 3 tienen mayores corrientes y, por lo tanto, mayores pérdidas.

Las pérdidas en el puente H son mayores para la forma 0, ya que toda la potencia es extraída por esta sección. Por otra parte, las pérdidas en los interruptores bidireccionales en orden descendente son forma 2, 3 y 1, esto se debe principalmente a que como se puede ver en la Figura 5.2, las corrientes i_{HL} obtenidas para las formas 2 y 3 son mayores que las de la forma 1.

La Figura 5.11 muestra las pérdidas totales del convertidor para varios puntos de operación entre 0.5 p.u. y 1 p.u. de generación. El comportamiento se mantiene para todo el rango, es decir se obtienen menores pérdidas para la forma 1, seguida de las formas 0, 3 y 2.

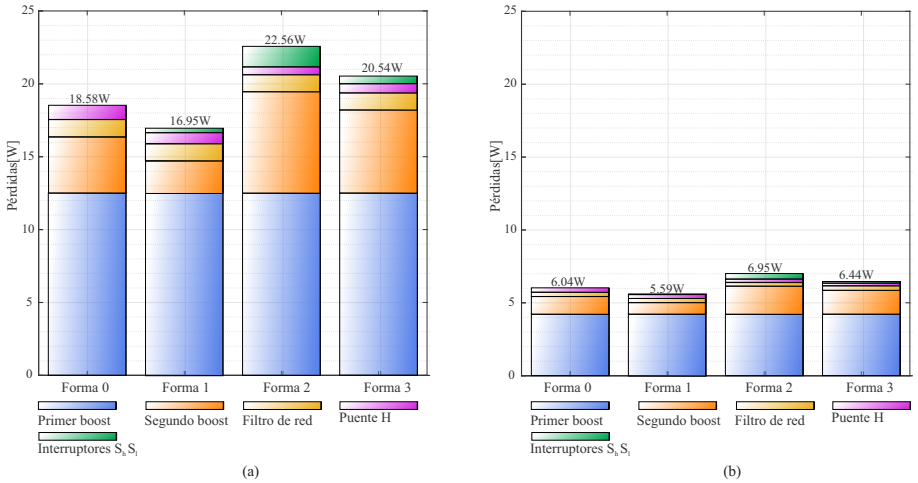


Figura 5.10. *Distribución de pérdidas en el convertidor. (a) Pérdidas a 1 p.u. de generación, (b) Pérdidas a 0.5 p.u. de generación. 440 W de potencia base.*

En el capítulo 4.1.1 se describieron las 3 formas de modulación propuestas para el

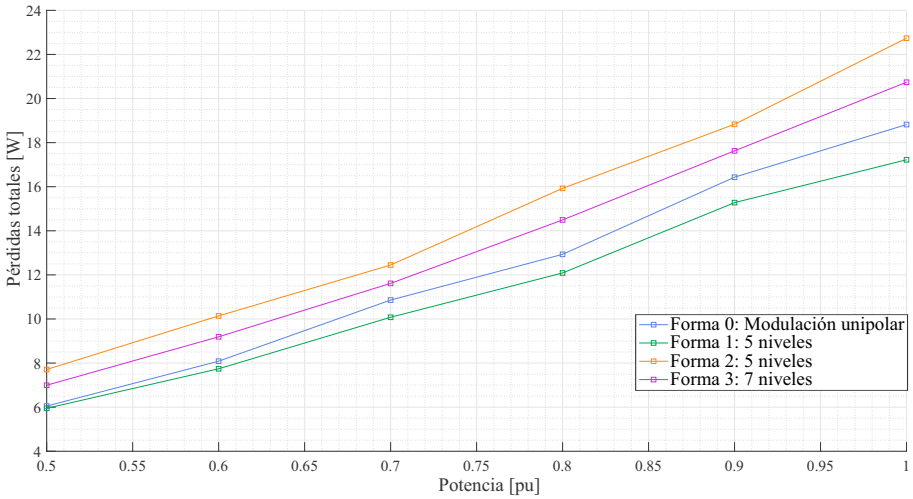


Figura 5.11. *Pérdidas simuladas para diferentes niveles de generación fotovoltaica, utilizando las diferentes formas de modulación.*

convertidor, mencionándose que para la generación de la tensión 0, se utilizaría el estado 5, ya que con este estado un menor número de semiconductores debían encenderse y apagarse al conmutar. Sin embargo, esta característica no garantiza que con este estado se generen un menor número de pérdidas, puesto que también se deben tener en cuenta las tensiones que bloquea cada semiconductor en el instante en que están conmutando y si son bidireccionales o no.

Para validar la elección del estado 5 como estado generador de tensión 0, se realizaron simulaciones a potencia nominal (440 W) para las 3 formas de modulación, utilizando como estado de tensión 0 los estados 4, 5 y 6. La figura 5.12 muestra las pérdidas en los semiconductores del puente H y los interruptores bidireccionales para los diferentes casos.

Como se puede observar para las formas 1 y 3 se cumple el supuesto de que el estado 5 genera menores pérdidas, esto es coherente, ya que para ambos casos las conmutaciones con el nivel de tensión 0 se realizan con los estados de conducción 3 y 7. Sin embargo, para la forma de modulación 2 se puede observar que la utilización del Estado 6 para la generación de la tensión 0, podría disminuir las pérdidas en 0.5 W. Este resultado no invalida los resultados anteriormente obtenidos, ya que esta mejora es despreciable considerando lo observado en la figura 5.10.

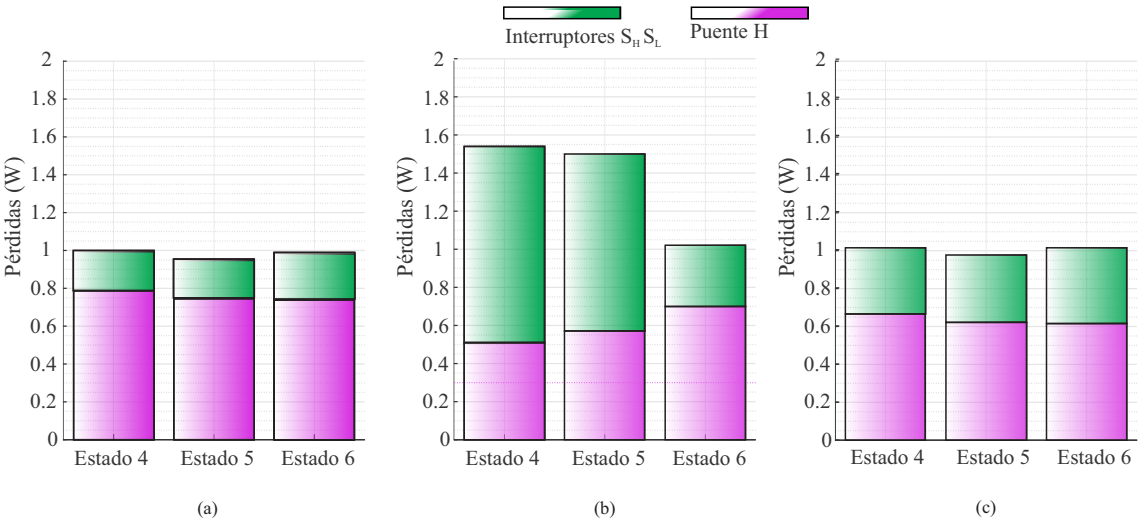


Figura 5.12. *Pérdidas en los semiconductores del puente H e interruptores bidireccionales para los diferentes formas de modulación a potencia nominal, utilizando las tres diferentes Estados de generación de tensión 0. (a) Forma 1: 5 niveles, (b) Forma 2: 5 niveles, (c) Forma 3: 7 niveles.*

Capítulo 6

Validación experimental

En este capítulo se muestran los resultados obtenidos a partir de un prototipo de 440 W construido en laboratorio. En la sección 6.1 se expone el banco de pruebas, el convertidor diseñado, las placas y equipos utilizados. En la sección 6.2 se muestran y analizan los formas de onda de tensiones y corrientes del convertidor para estado estacionario, cambio de referencia y ensayo de seguimiento de MPPT. En la sección 6.3 se exponen y analizan resultados de pérdidas y capturas termograficas del convertidor en operación. Finalmente, en la sección 6.4 se discuten algunas irregularidades observadas en la operación del convertidor.

6.1. Plataforma experimental

El banco de pruebas utilizado puede verse en la Figura 6.1. Los principales elementos que componen el sistema se discuten en las siguientes subsecciones.

6.1.1. Plataforma de control

El algoritmo de control y el procesamiento digital de señales se llevó a cabo en una DSP TMS320C6713 con frecuencia de reloj 225 MHz.

Para las conversiones análogas-digitales y la generación de pulsos de disparo se utiliza una tarjeta FPGA (*Field Programmable Gate Array*) de 150 MHz. El cual es un dispositivo que contiene compuertas lógicas y de memoria cuya interconexión puede ser completamente dictada por el usuario utilizando esquemáticos o el lenguaje especializado Verilog.

El proyecto fue creado con base en el trabajo de Gonzalo Carrasco [52], el cual contiene bloques de moduladores PWM con generación de tiempo muerto, módulos para el manejo de los 2 conversores A/D disponibles en la tarjeta, Timers, entre otros. Estos módulos deben ser configurados a través de la escritura de palabras binarias en la memoria de la DSP que son leídas por la FPGA. Ya que para la operación del convertidor propuesto se requiere de una modulación especializada para la etapa dc-ac, se modificó el archivo original de Gonzalo Carrasco para incluir un módulo en el cual se programó la modulación descrita en el capítulo 4.1, para esto se utilizó el programa *ISE Project Navigator*. Para aislar la etapa de potencia y la etapa de control se utiliza una tarjeta auxiliar de fibra óptica, esta tarjeta transforma las señales de disparo recibidas desde la FPGA en pulsos

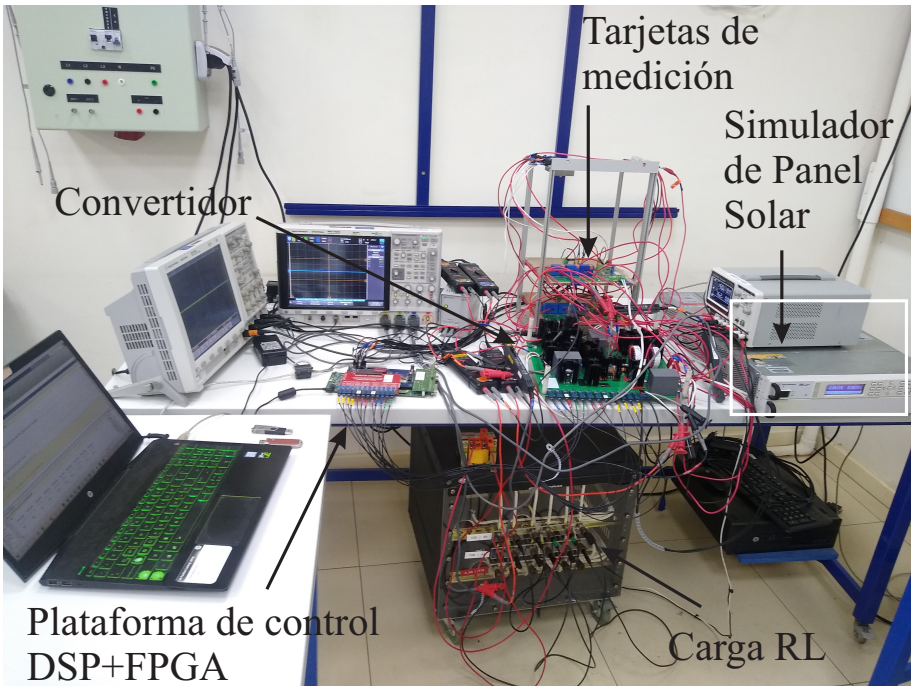


Figura 6.1. *Banco de pruebas*

de luz que son transferidos a través de cables de fibra óptica a la PCB de potencia.

En la Figura 6.2 se muestran las tarjetas utilizadas.

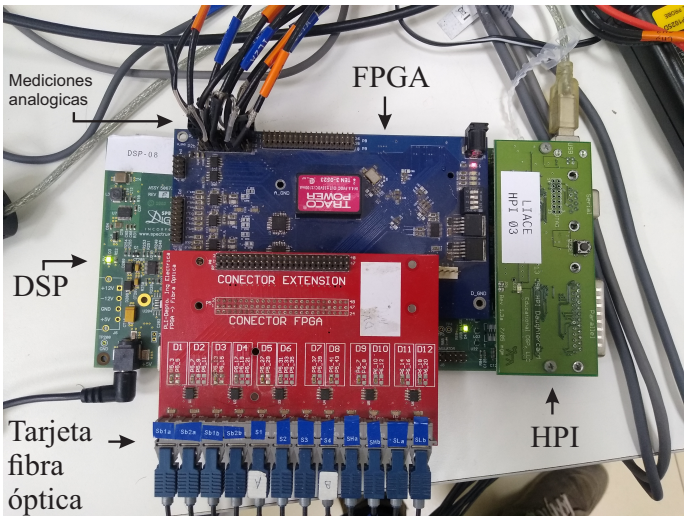


Figura 6.2. *Plataforma DSP+FPGA+HPI y tarjeta de fibra óptica.*

6.1.2. PCB y circuitos de medición

La Figura 6.3 muestra la placa diseñada y construida en Laboratorio de Investigación en Accionamientos Eléctricos (LIAcE), Universidad Técnica Federico Santa María. La placa construida es de 4 capas y está compuesta por el circuito de potencia, cuyos componentes

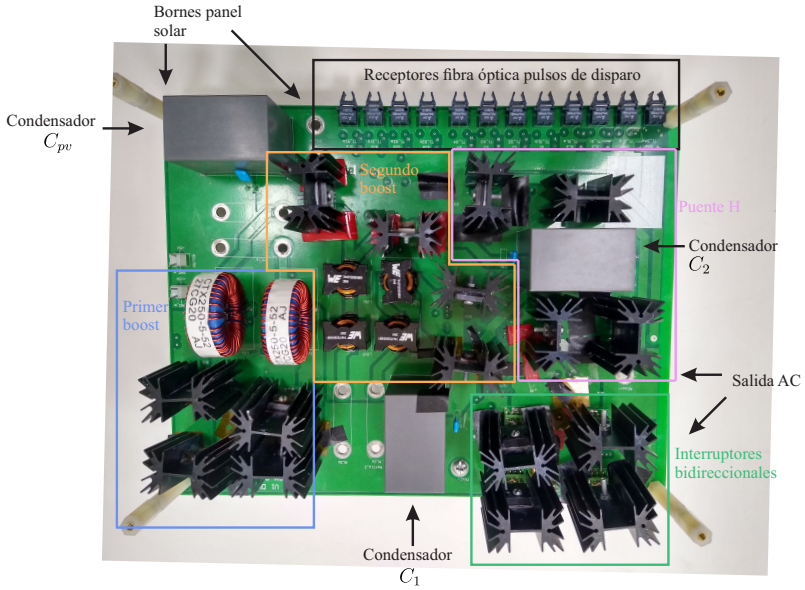


Figura 6.3. *Prototipo convertidor propuesto.*

se encuentran en el layer superior, y los circuitos de disparo, que se encuentran en el layer inferior. El valor de las tensiones y componentes utilizados es el mismo que el utilizado en las simulaciones, es decir, los valores mostrados en la Tabla 4.4. Se utilizaron circuitos de disparo independientes para cada uno de los semiconductores activos, sin embargo, se optó por el arreglo CE para los interruptores bidireccionales, esto permite que en caso de que falle uno de los circuitos de disparo de un bidireccional, se utilice el circuito de disparo que se encuentra funcionando para alimentar ambos MOSFETs.

Los componentes utilizados en la etapa de potencia se muestran en la Tabla 6.1. Los circuitos de disparo fueron diseñados con base en documentación del fabricante de los MOSFETs utilizados [53], las tensiones V_{gs} para el encendido y apagado de los MOSFETs se eligieron en +15/-3 V, para las resistencias de gate se probaron en laboratorio valores entre 2.5 Ω y 20Ω.

Tabla 6.1
Componentes utilizados prototipo.

Tipo	Marca	Número de serie
SiC MOSFET	Wolfspeed	C3M0045065K
IGBT	STMicroelectronics	STGW20NC60VD
Diodo Schottky	Infineon	IDH04G65C6XKSA1
Inductores	Eaton	CTX250-5-52-R
Inductores	Würth Elektronik	74437529203681
Condensadores	Kemet	C4AQLBW6130A3NK

Las mediciones de tensión y corriente se realizaron utilizando 2 tarjetas de medición de corriente y 2 tarjetas de medición de tensión, las que pueden verse en las Figuras 6.4 y 6.5. Las tarjetas de medición transforman las señales medidas en tensiones de entre 0 y 5 V que luego son enviadas a la tarjeta FPGA para ser digitalizadas por los conversores A/D. Tanto las tarjetas de medición de corriente, como las tarjetas de medición de tensión tienen

integrados filtros pasabajos de segundo orden, estos filtros son necesarios para evitar la medición de señales de frecuencia superior a la de Nyquist y así cumplir con el Teorema de muestreo de Nyquist y evitar mediciones erróneas.

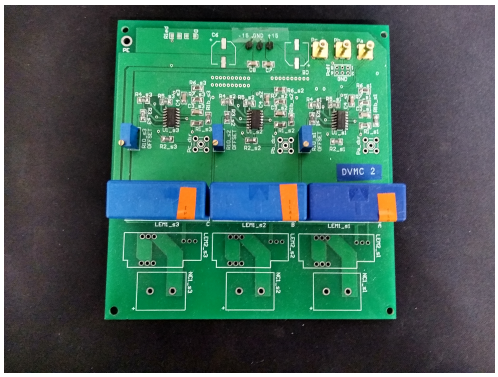


Figura 6.4. *Tarjeta de medición de corriente.*

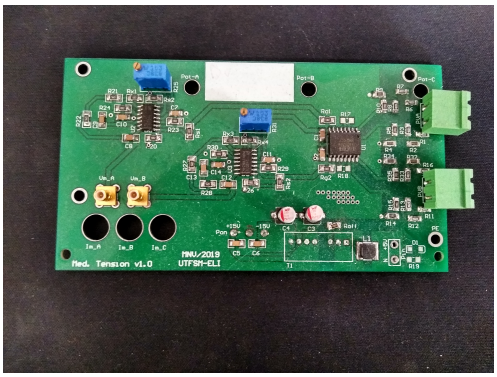


Figura 6.5. *Tarjeta de medición de tensión.*

Las corrientes en los inductores son triangulares de frecuencia igual a la de conmutación. Si la ganancia para la frecuencia de conmutación no es lo suficiente baja, entonces la componente fundamental de las corrientes en los inductores boost no se ve lo suficientemente atenuada, y además está sinusoidal se ve desfasada. De esta manera cuando se realizan las conversiones A/D no se muestrea el valor medio, sino que algún valor entre el máximo y mínimo de la fundamental de la triangular de corriente. Es por esto que para la medición de las corrientes de los convertidores boost se requiere de un filtro con la frecuencia de corte lo suficientemente baja para filtrar la frecuencia de conmutación, pero no demasiado baja, para permitir que el lazo de control de corriente en lazo cerrado tenga un ancho de banda razonablemente rápido. Para todos los filtros analógicos se utilizó una frecuencia de corte de 8 kHz, filtro que mostró un buen comportamiento en simulación.

6.1.3. Carga y simulador de panel

Como carga se utilizó una resistencia de 90 Ω y una inductancia de 3.5 mH, esta carga fue diseñada para tener tensión nominal (220 V_{rms}) en bornes cuando el panel solar genera potencia nominal, en la figura 6.7 se muestra el circuito utilizado. Para simular la generación fotovoltaica se utilizó un simulador fotovoltaico marca Keysight el cual se puede ver en la Figura 6.6. El simulador está compuesto por un marco principal (*mainframe*) E4360A que es el encargado de la comunicación e interfaz y también es el encargado de controlar y alimentar los y 2 módulos de salida (*Output Modules*) E4361A que son los encargados de generar las curvas de tensión y corriente del panel solar. Los módulos pueden funcionar de manera completamente independiente o en paralelo, por lo que se pueden simular paneles solares que tengan hasta el doble de los niveles de corriente especificados en la tabla.

Para la simulación de paneles solares se pueden utilizar look-up tables especificando puntos de tensión y corriente, o bien se pueden ingresar los parámetros eléctricos más importantes del panel (v_{oc}, I_{sc}, V_{mp}, I_{mp}) y dejar que el simulador ajuste una curva estándar que cumpla con dichos parámetros. Ya que esta tesis se centra en el convertidor, se prefirió la segunda forma de implementación. Para la simulación de diferentes niveles de irradiancia y temperatura, se deben obtener los principales parámetros a partir de



(a) (b)

Figura 6.6. *(a) Simulador de panel solar; (b) Carga RL.*

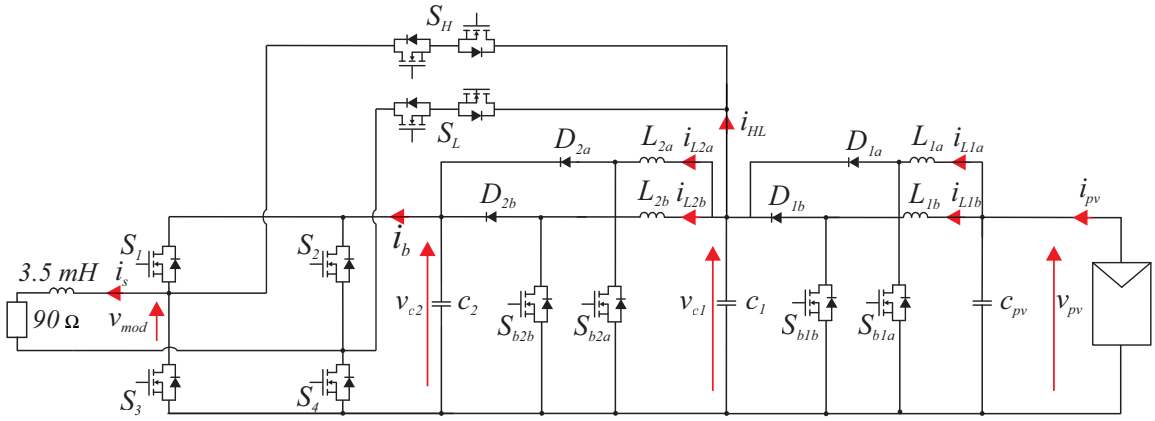


Figura 6.7. *Circuito utilizado en la validación experimental.*

las curvas de tensión y corriente en diferentes condiciones de operación que comúnmente aparecen en los datasheets facilitados por los fabricantes de paneles solares. El simulador tiene la opción de cambiar entre curvas, especificando el tiempo en el que debe permanecer en cada curva, de esta forma para simular una secuencia de cambios de irradiancia y temperatura basta con calcular los parámetros principales para cada condición, elegir el orden y especificar el tiempo que debe operar cada curva. Cuando se deben programar más de 2 curvas es recomendable utilizar la comunicación USB y programar el simulador de panel utilizando el software disponible.

Para todas las pruebas se utilizaron modelos basados en el modelo Longi Solar LR4-72HPH de 440 W de potencia nominal que es el mismo que se utilizó para los resultados de simulación.

Tabla 6.2
Valores máximos módulos E4361A.

Parámetro	Valor
Potencia máxima	510 W
Tensión máxima de circuito abierto	65 V
Tensión máxima de MPP	60 V
Corriente máxima de cortocircuito	8.5 A
Corriente máxima de MPP	8.5 A

6.1.4. Protocolo de encendido

Como protocolo de encendido y para evitar la activación de las protecciones programadas en la DSP se utilizó la siguiente secuencia de acciones:

- Se alimentan la plataforma DSP+FPGA y los circuitos de medición.
- Se carga el programa en la DSP a través de la tarjeta HPI y dentro del código de la DSP se calculan los offset de las mediciones de tensión y corriente. Todos los pulsos de disparo inician deshabilitados.
- Se carga la referencia de tensión v_{pv}.
- Se habilitan los pulsos de disparo.
- Se enciende el simulador de panel y el convertidor se encuentra listo para realizar maniobras como cambio de referencia o ejecución de algoritmo de MPPT.

6.2. Pruebas experimentales

6.2.1. Estado estacionario

Al igual que en las simulaciones, se consideró generación fotovoltaica nominal y compensación de i_{HL} por parte del control.

La Figura 6.8 muestra las tensiones internas v_{pv}, v_{c1} y v_{c2}. Al igual que en los resultados de simulación, en la tensión v_{c2} se ve reflejada la oscilación de potencia monofásica, mientras que los controladores de tensión logran mantener constantes las tensiones v_{c1} y v_{pv}. Sin embargo, y a diferencia de los resultados de simulación, las tensiones internas presentan una mayor distorsión de alta frecuencia, distorsión que es mayor para las formas 1, 2 y 3 en comparación con la forma 0. Tal como se puede ver en la Figura 6.9 la distorsión es de frecuencia dispersa y posiblemente provocada por elementos parásitos. Ya que la frecuencia de conmutación es de 40 kHz, se observa que las componentes más importantes se encuentran en esta frecuencia y en sus múltiplos.

La Figura 6.10 muestra las corrientes en los inductores, en los inductores boost, las corrientes mostradas corresponden a I_{L1a} e I_{L2a}, las corrientes I_{L1b} e I_{L2b} no se muestran, sin embargo, se comprobó con mediciones que fuesen iguales en magnitud y cumplieran con el desfase de 180^o respecto a las corrientes graficadas. De la misma forma que en las simulaciones, las corrientes en el primer convertidor boost son prácticamente iguales para

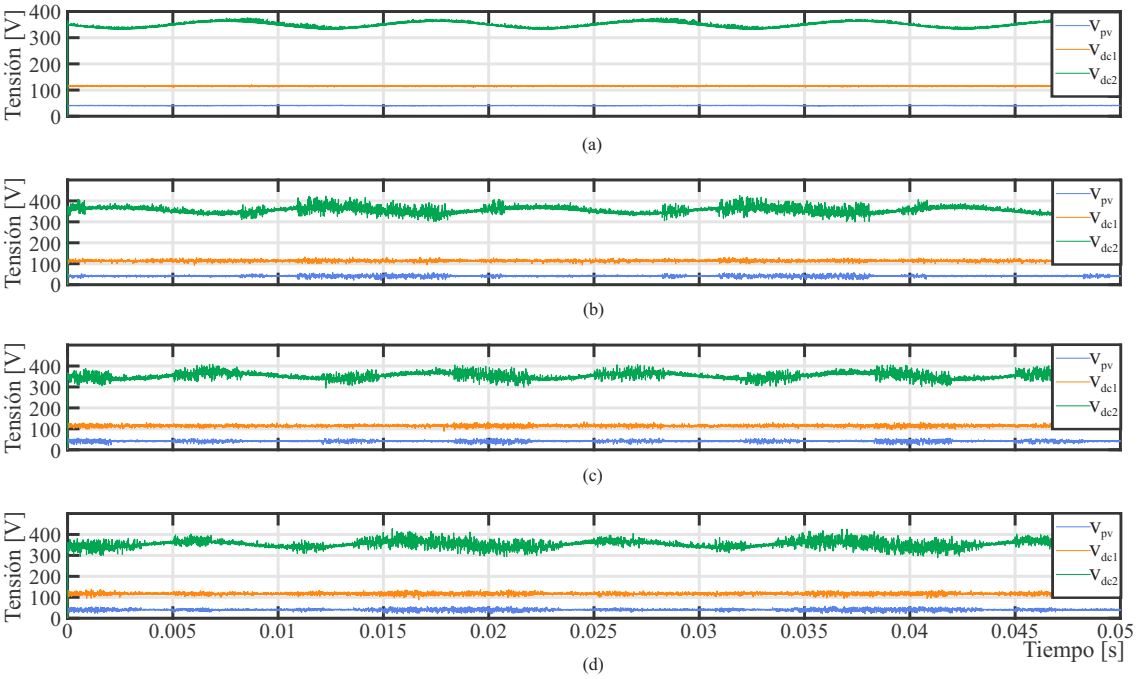


Figura 6.8. *Tensiones dc en estado estacionario a potencia nominal. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles.*

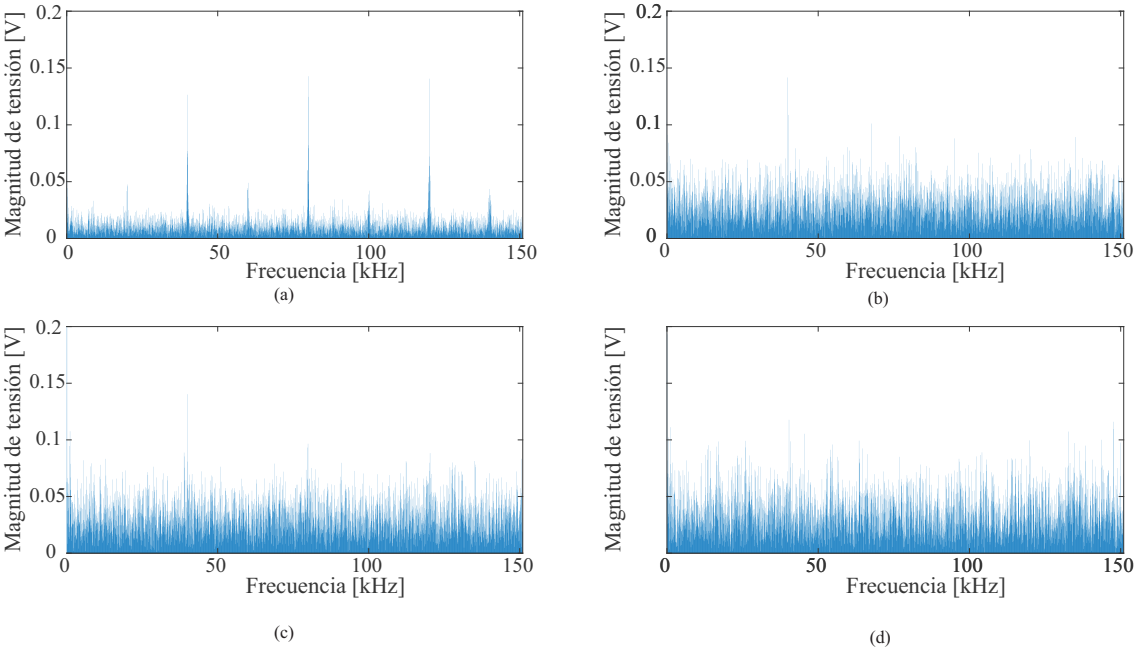


Figura 6.9. *Espectro armónico de tensión de panel (v_{pv}) a potencia nominal. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles*

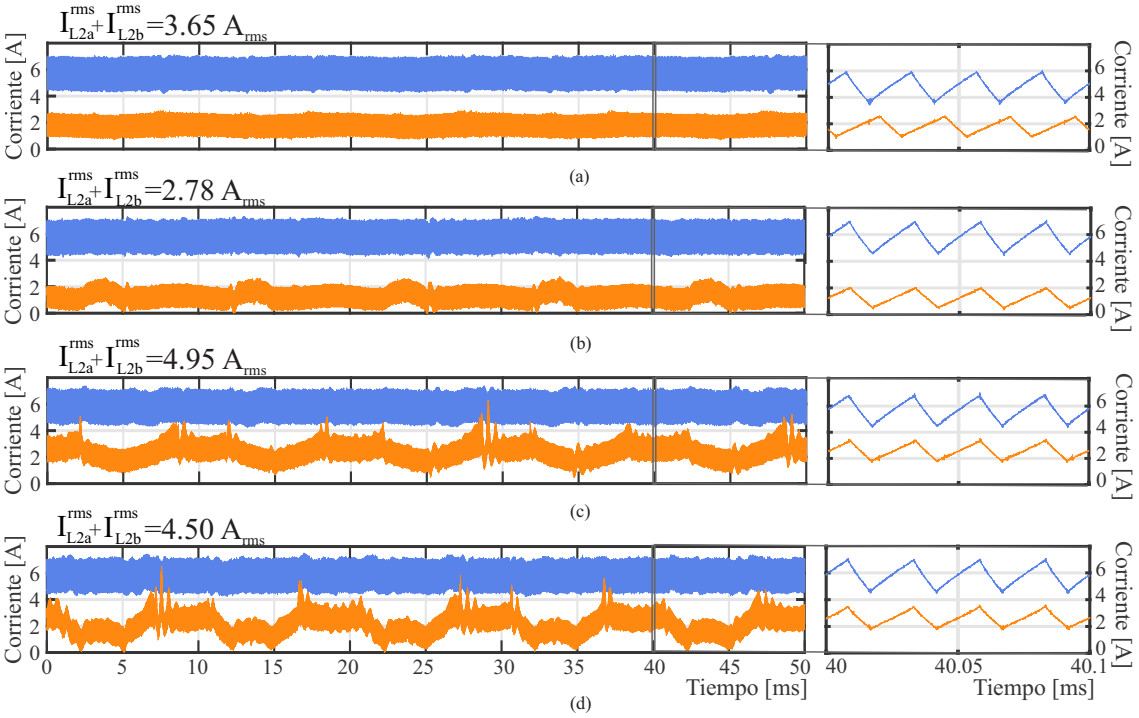


Figura 6.10. *Corrientes de convertidores boost en estado estacionario a potencia nominal. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles.*

todas las formas de modulación, mientras que la corriente en el segundo convertidor boost varía para mantener la tensión v_{c1}, mostrando un comportamiento similar al mostrado en simulación, con la salvedad de algunas oscilaciones que son mayores para los modos 2 y 3. Estas oscilaciones están relacionadas con la modulación de la tensión del lado AC, produciéndose principalmente cuando alguno de los interruptores bidireccionales comienza a conmutar. Por ejemplo, para la forma 1, se producen pequeñas oscilaciones a los 5 ms, 12 ms, 25 ms, 38 ms, que son los instantes en los que comienza y deja de conmutar S_L. Estas oscilaciones disminuyen en magnitud al utilizar controladores de corriente más lentos, por lo que para la obtención de los resultados mostrados se utilizaron controladores más lentos que los usados en simulación. Para los controladores de corriente de los convertidores boost se consideró un ancho de banda en lazo cerrado de 1 kHz y para los controladores de tensión un ancho de banda de 100 Hz.

La Figura 6.11 muestra la corriente de carga en la subfiguras de la izquierda y la tensión modulada en las subfiguras de la derecha para las 4 formas de modulación. En la tensión modulada se ven tanto los niveles esperados, como las tensiones predichas en la sección 4.1.2 durante los tiempos muertos. La tensión modulada se ve distorsionada por los tiempos muertos, por lo que para apreciar los niveles de cada forma de modulación se muestra también la tensión modulada filtrada por un filtro pasabajos de 200 kHz. El THD de corriente en la carga para las diferentes formas de modulación fue calculado utilizando la ecuación 6.1, donde i_1 corresponde a la fundamental de corriente e i_n son cada una de

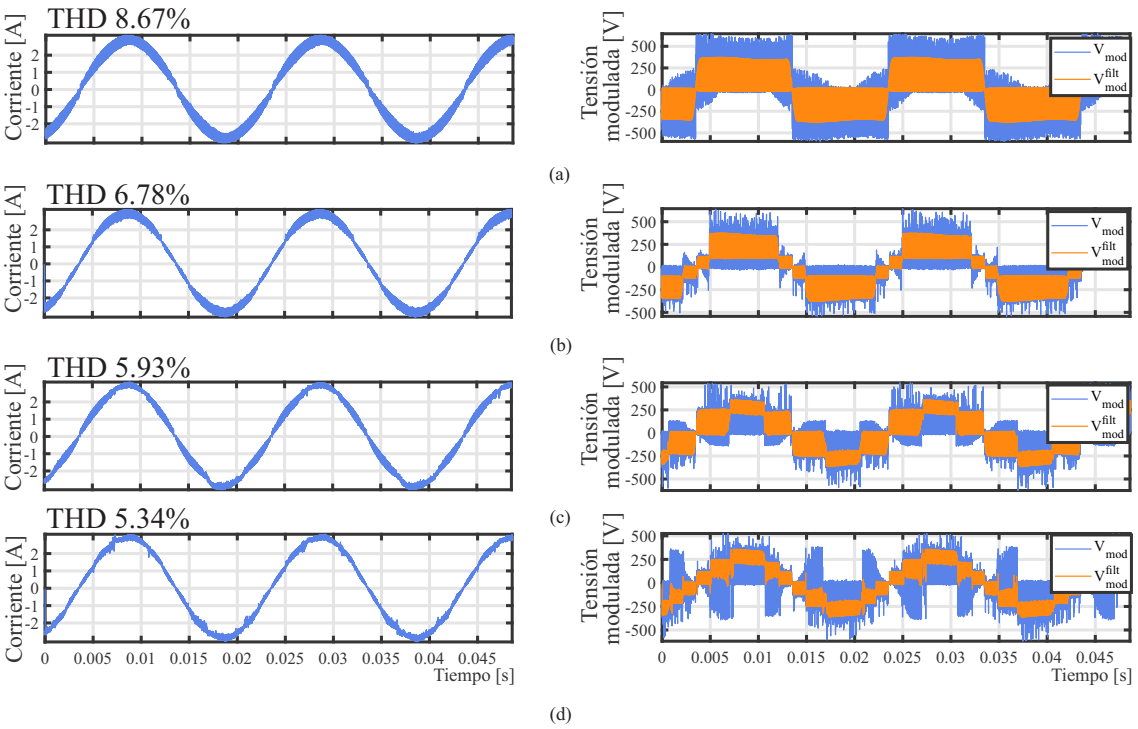


Figura 6.11. *Gráficos de la izquierda, corriente en la carga. Gráficos de la derecha, tensión modulada (V_{mod}). Estado estacionario a potencia nominal. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles.*

las armónicas de corriente que pueden ser calculadas a partir de los 2N datos obtenidos.

$$THD_{i_s} = 100\,\% \cdot \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{N} i_n^2}}{i_1} \tag{6.1}$$

Las formas 1, 2 y 3 presentan menores niveles de THD que la corriente de la forma 0, sin embargo, la diferencia entre el THD de la forma 0 y las formas multinivel es menor que el alcanzado en simulación. Mientras que en simulación la relación de THD de la forma 0 y la forma 3 era de 2.57, experimentalmente es solo de 1.67. Esto se debe en parte a la distorsión generada por tiempos muertos y a los fallos en la conmutación en algunos instantes, como es posible observar en la corriente de la forma 3, en los tiempos 7 ms y 12 ms. Sin embargo, el THD de corriente es mejor en todos los casos en los que se usan los interruptores bidireccionales para todo el rango de potencia entre 0.5 y 1 p.u. de generación, tal como se puede ver en la Figura 6.12.

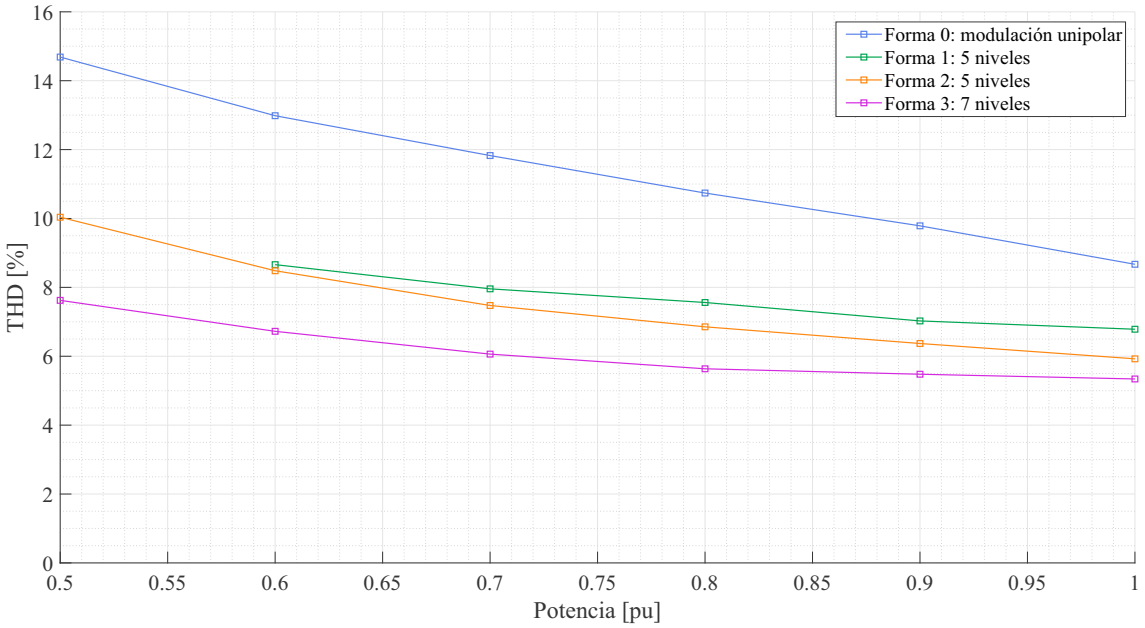


Figura 6.12. *THD de corriente en la carga para diferentes niveles de generación fotovoltaica, utilizando las diferentes formas de modulación.*

6.2.2. Cambio de referencia

Para probar la respuesta dinámica del sistema se realizó un cambio en la tensión de referencia de 40 V a 44 V, lo que cambia el punto de operación del panel solar. La tensión v_{pv} tarda aproximadamente 100 ms en alcanzar la referencia para todos los casos, resultado que se muestra en la Figura 6.13. La respuesta es lenta comparada con los casos de simulación, esto ya que el ancho de banda de los controladores de tensión se tuvo que disminuir a 100 Hz para disminuir las oscilaciones de las corrientes de los convertidores boost.

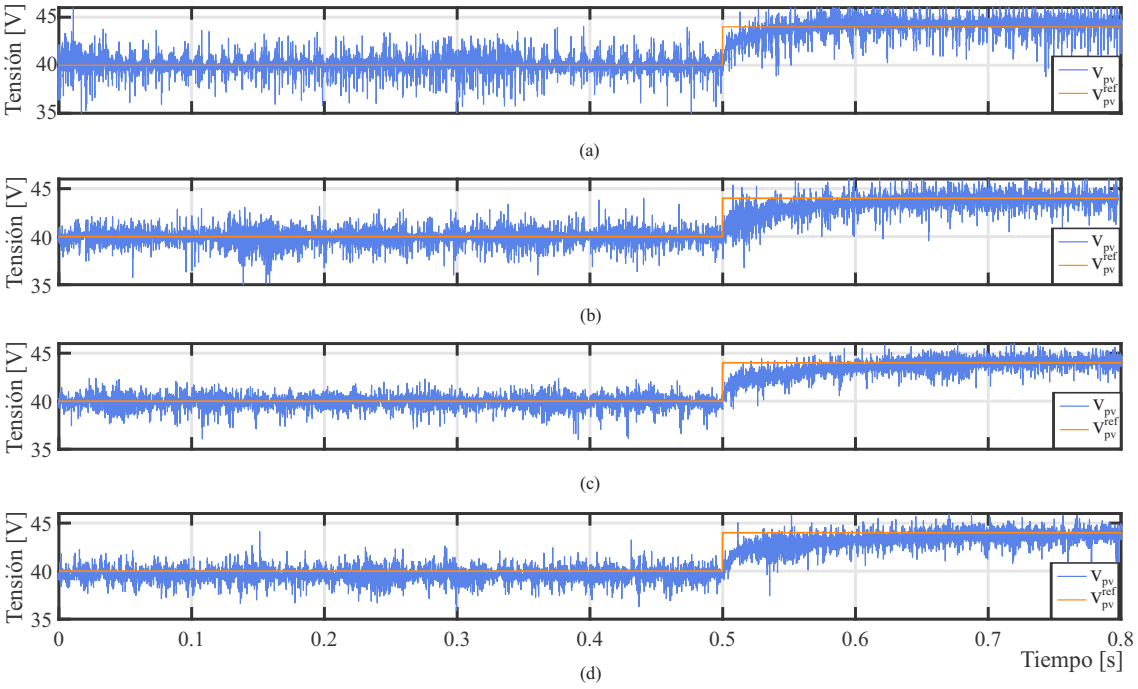


Figura 6.13. *Tensión de panel (v_{pv})ante cambio de referencia. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles.*

La Figura 6.14 muestra las tensiones v_{c1} y v_{c2} durante el cambio de referencia. Como se puede observar el cambio de tensión de v_{pv} no afecta el control de dichas tensiones, sin embargo, se puede observar el cambio de punto de operación del panel solar en la magnitud de la componente de 100 Hz de la tensión v_{c2} que cambia de 14 V a 10.5 V aproximadamente para todos los casos. Esto se explica porque a 40 V la potencia generada por el panel solar es mayor que a 44 V, esto hace que se transfiera menos potencia a la carga y por lo tanto la oscilación de potencia también es menor.

La Figura 6.15 muestra las corrientes I_{L1a} e I_{L2a} durante el cambio de referencia. La corriente del primer convertidor boost disminuye, tanto para elevar la tensión v_{pv}, como para mantenerla en dicho valor, ya que la corriente generada por el panel a los 44 V es menor que a los 40 V. El cambio en la corriente I_{L2a} se ve retrasado, ya que para que se produzca el cambio en dicha corriente primero se debe ver modificada la tensión v_{c1}.

La Figura 6.16 muestra la corriente en la carga y la tensión modulada. La corriente en la carga disminuye para mantener el balance de potencia al cambiar el punto de operación

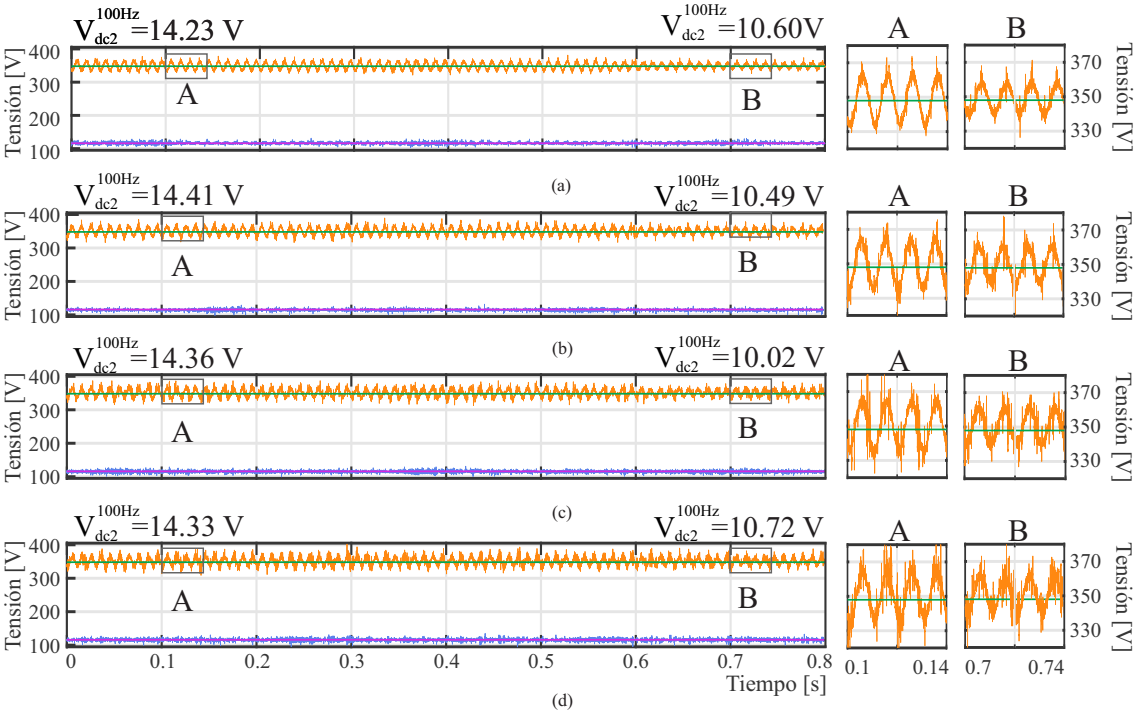


Figura 6.14. *Tensión V_{dc1} y V_{dc2} para las diferentes formas de modulación ante cambio de referencia. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles.*

del panel solar. La tensión modulada AC se logra realizar correctamente durante toda la maniobra.

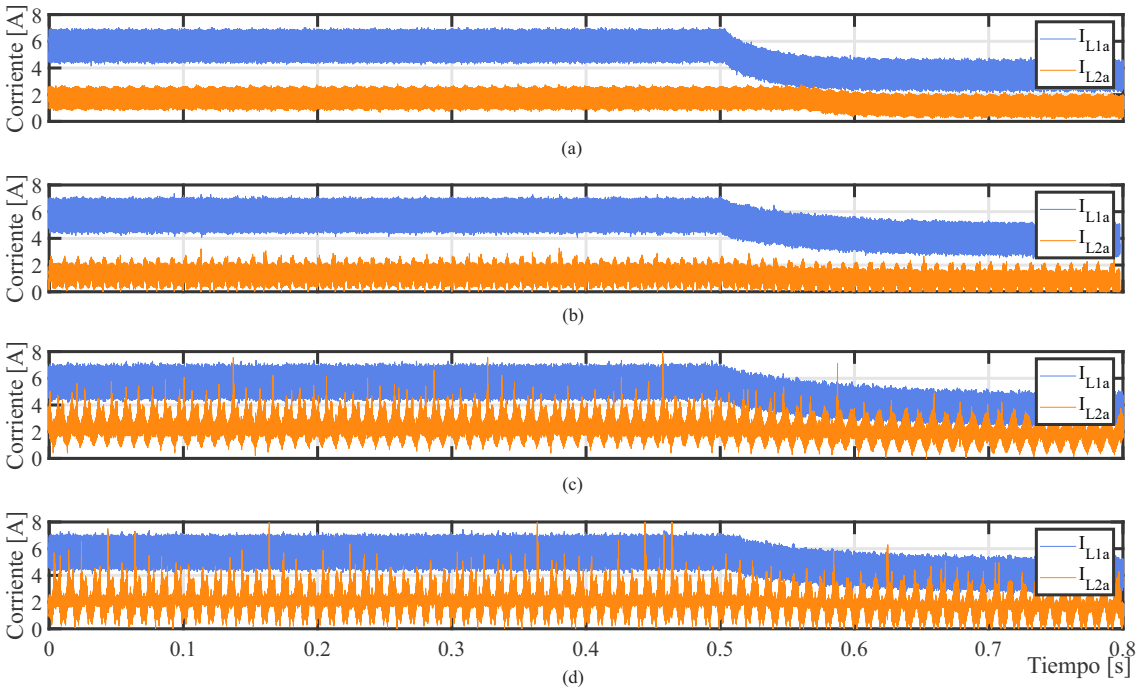


Figura 6.15. *Corrientes de convertidores boost para las diferentes formas de modulación ante cambio de referencia. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles.*

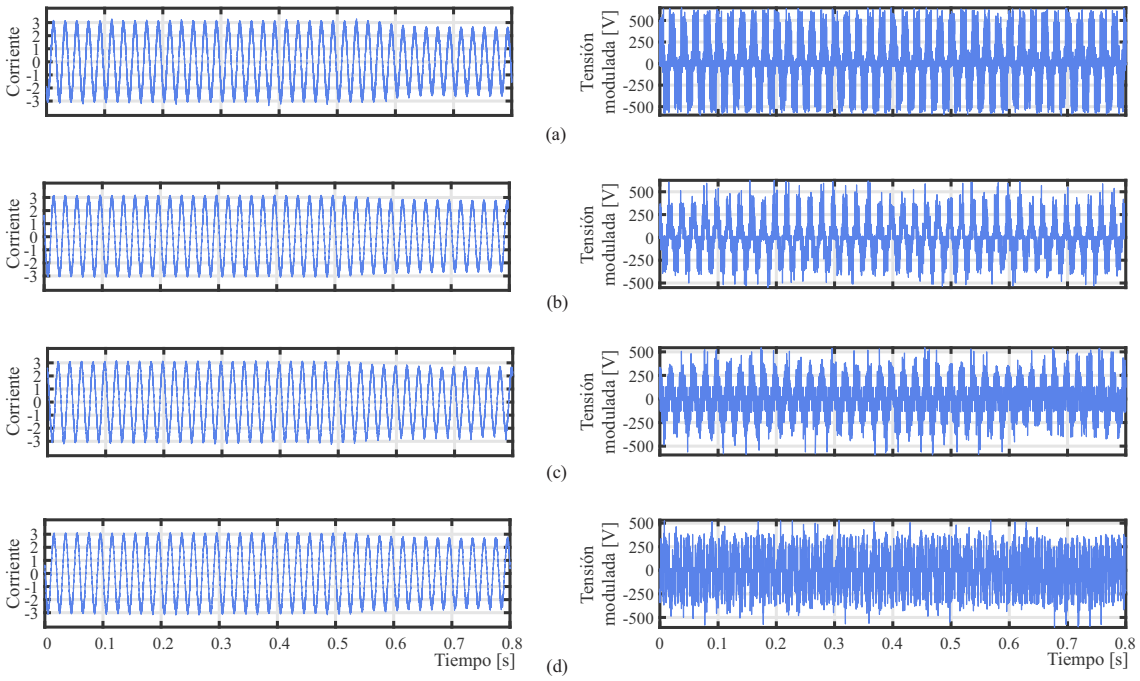


Figura 6.16. *Gráficos de la izquierda, corriente en la carga. Gráficos de la derecha, tensión modulada (V_{mod}). Cambio de referencia. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles.*

6.2.3. MPPT

Se programó en la DSP el mismo algoritmo P&O utilizado en las simulaciones, pero con una tasa de muestreo de 200 ms y 1 V de variación de tensión, estos valores fueron ajustados para respetar las dinámicas más lentas de los nuevos controladores y el mayor ruido observado en v_{pv}. La prueba comienza con el simulador emulando una curva de 1000 W/m^2 y 25^{o}C de irradiancia y temperatura, para esta curva la tensión del máximo punto de potencia (mpp) es de 41 V. Luego de 2 segundos, la irradiancia disminuye a 700 W/m^2, la tensión del mpp es de 41 V. A los 4 segundos la temperatura aumenta a 40^{o}C, la tensión de máximo punto de potencia es de 38.5 V.

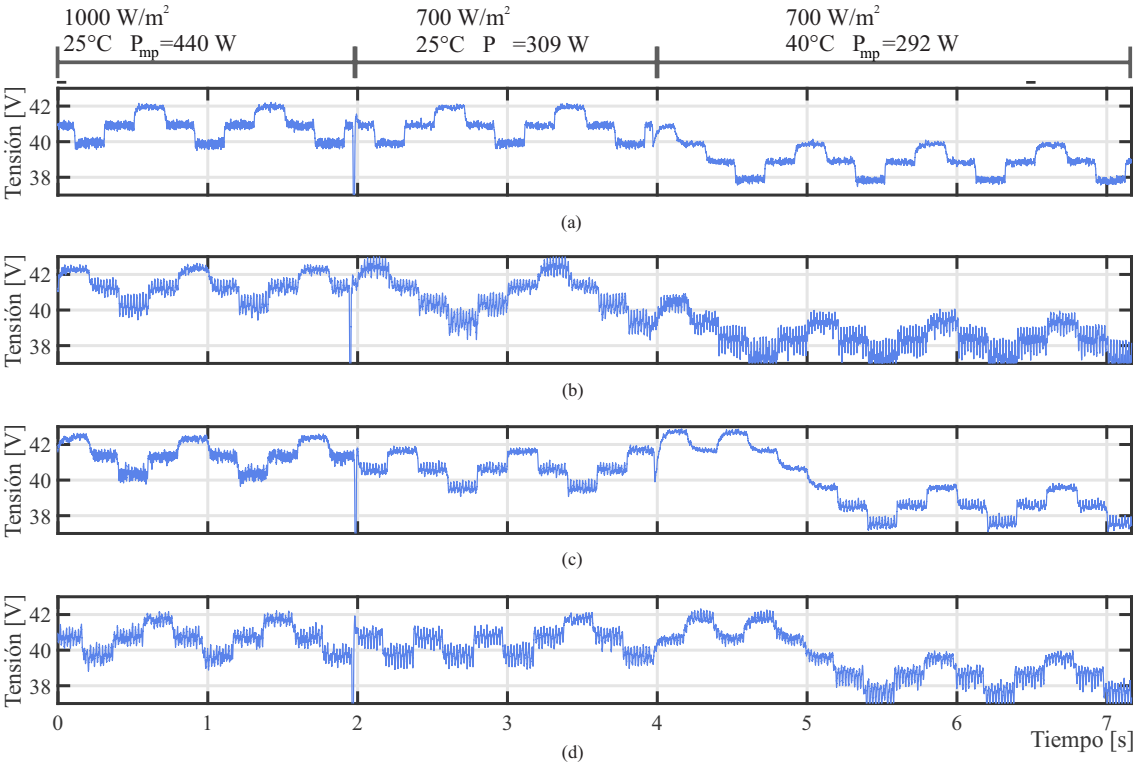


Figura 6.17. *Tensión de panel (v_{pv}) ante cambios de irradiancia y temperatura. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles.*

La Figura 6.17 muestra la tensión de panel v_{pv} durante el ensayo. Ya que el horizonte de muestreo para el osciloscopio fue de 10 s y la tasa de muestreo se mantiene constante, la visualización de datos se dificulta, por lo que para apreciar mejor los niveles de tensión alcanzados en cada escalón de tensión fijados por el algoritmo de P&O, a los datos obtenidos del osciloscopio se les aplicó un filtro de promedio móvil de 1000 datos. Para el primer periodo todas las formas de modulación alcanzan el punto máximo de generación, con una tensión de 41 V y los 3 niveles característicos del algoritmo. Posterior al cambio en t=2 s, el control de tensión de v_{pv} logra el control de la tensión para todos las formas de modulación, y el algoritmo logra alcanzar el punto máximo de potencia en todos los casos, sin embargo, las formas 1 y 3 muestran una mayor dificultad para alcanzar el punto máximo de potencia, mostrando un transitorio de 4 niveles en el caso de la forma 1 y uno

de solo 2 en el caso de la forma 3. Posterior al cambio de temperatura en t= 4 s, todos los casos alcanzan la tensión de mpp, pero los casos que utilizan la forma 2 y 3 tardan aproximadamente 1 segundo más en alcanzar el estado estacionario del algoritmo de P&O. La mayor dificultad para alcanzar el punto máximo de potencia se debe a la mayor distorsión observada en v_{pv} para las formas 1, 2 y 3, distorsión que se estudio en la sección 6.2.1.

La Figura 6.18 muestra las tensiones v_{c1} y v_{c2} durante todo el ensayo, tal como se puede apreciar, las tensiones se mantienen constantes independiente del punto de operación y las perturbaciones a los 2 y 4 segundos son pequeñas.

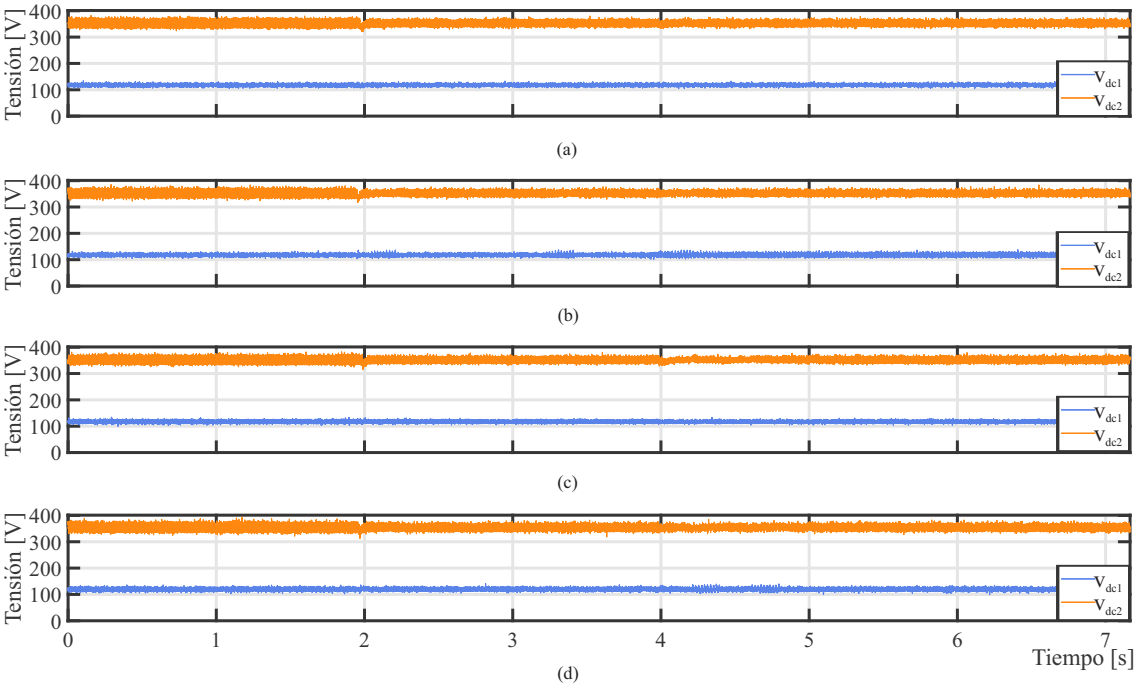


Figura 6.18. *Tensión V_{dc1} y V_{dc2} ante cambios de irradiancia y temperatura. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles.*

La Figura 6.19 muestra las corrientes en i_{L1a} e i_{L2a} durante todo el ensayo, cabe mencionar que los valores mostrados corresponden a valores filtrados, ya que la forma de onda triangular de las corrientes ya se vio en los resultados de estado estacionario y cambio de referencia. Dado que las formas 2 y 3 presentan una mayor oscilación de la corriente I_{L2a} en cada ciclo de la tensión modulada, estas formas de onda se ven mucho más "ruidosas" que para las formas 0 y 1 cuyo valor medio durante un ciclo de red es más constante. Al inicio del ensayo, todos los casos mostraron la misma corriente i_{L1a} extraída desde el condensador de panel, con las respectivas variaciones debidas a la oscilación de tensión del algoritmo de MPPT, posterior al cambio de irradiancia en t=2 s todos los casos alcanzan el mismo nivel de i_{L1a}. Luego, en t=4 s, al igual que como se pudo ver en el gráfico de v_{pv}, el algoritmo de MPPT alcanza rápidamente el estacionario en los casos de la forma 0 y 1, por lo que el nivel de corriente que debe ser extraída de v_{pv} alcanza rápidamente su máximo. Diferente es el caso de las formas 2 y 3, ya que el algoritmo de MPPT tarda más en alcanzar el estacionario, el nivel de generación es menor durante un transitorio

y, por lo tanto, el nivel de corriente I_{L1a} es menor durante dicho transitorio. La Figura

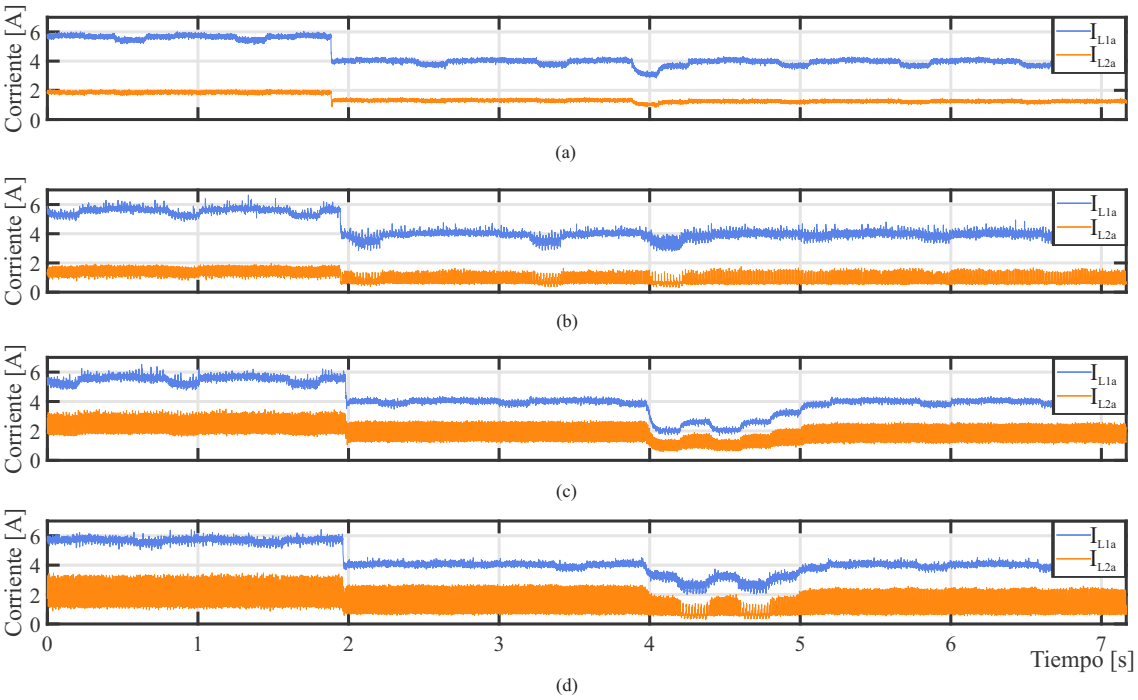


Figura 6.19. *Corrientes de convertidores boost ante cambios de irradiancia y temperatura. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles.*

6.20 muestra la magnitud de la corriente de red durante todo el ensayo, para obtener esta variable, se realizo una rotación de coordenadas [54] utilizando un ángulo obtenido a partir del tiempo guardado en los datos y considerando que la frecuencia es constante de 50 Hz. La distorsión mostrada en la figura se debe a las conmutaciones de alta frecuencia que ya se vieron en los resultados de estado estacionario. El mismo comportamiento que se vio en la corriente i_{L1a} se ve reflejado en la corriente de red, luego de la disminución de irradiancia en t=2 s, la corriente de red para todos los casos diminuye, luego en t=4 s, los casos que utilizan las formas 1 y 2 alcanzan aproximadamente los 2 A de tensión peak de red, mientras que los casos que utilizan las formas 2 y 3 alcanzan el mismo valor en t=5 s.

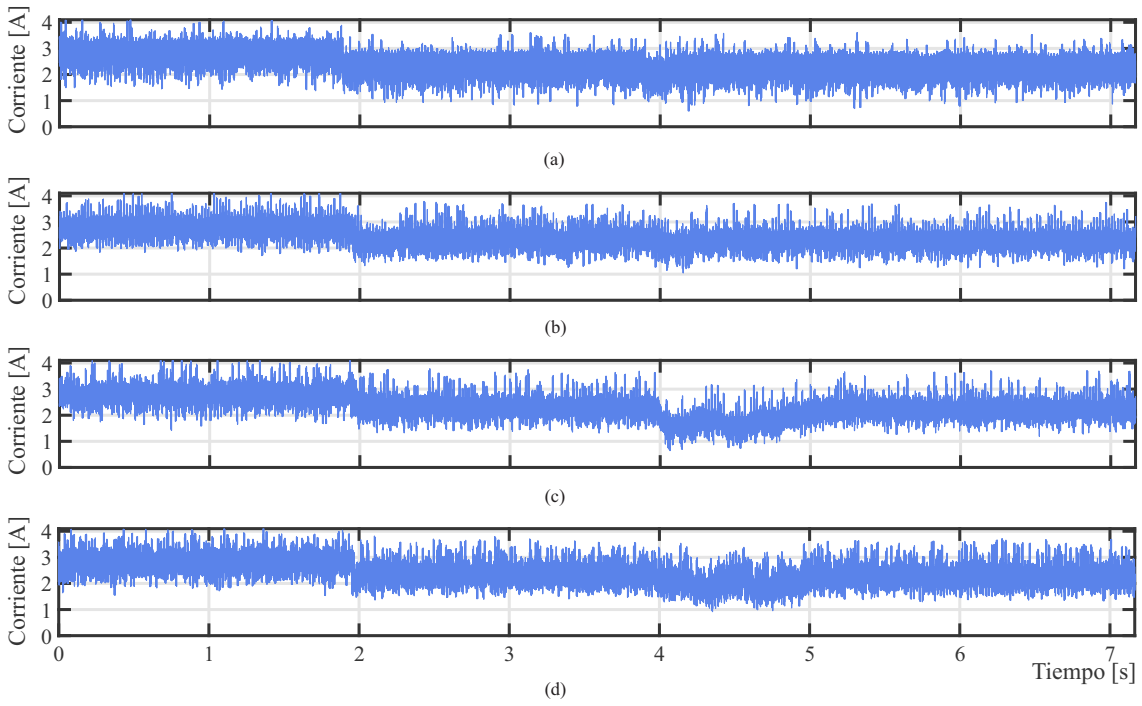


Figura 6.20. *Magnitud de la corriente alterna en la carga. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles.*

6.3. Eficiencia y pérdidas

La Figura 6.21 muestra la eficiencia obtenida para una generación fotovoltaica entre 0.4 y 1 p.u. utilizando el analizador de potencia Yokogawa WT3001E. Los ensayos se realizaron primero utilizando IGBTs STGW20NC60VD para la implementación de los interruptores bidireccionales, y luego MOSFETs SiC Wolfspeed C3M0045065K.

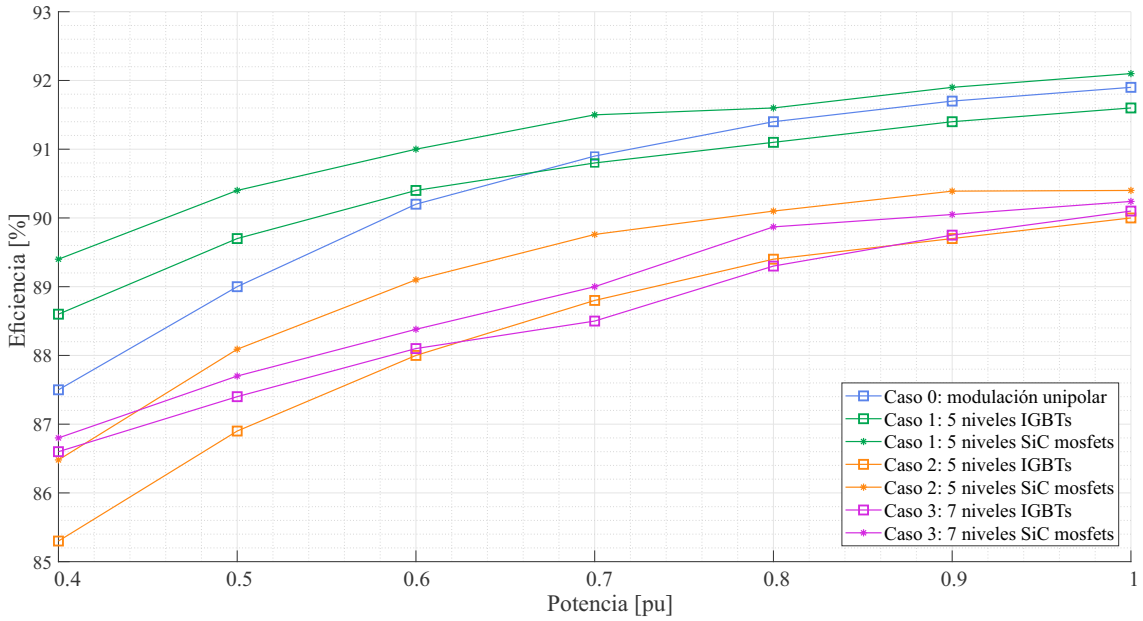


Figura 6.21. *Eficiencia medida para diferentes niveles de generación fotovoltaica, utilizando las diferentes formas de modulación.*

Respecto a los resultados obtenidos con IGBTs, la forma 1 presenta el mayor nivel de eficiencia entre 0.4 y 0.66 p.u, mientras que para niveles de generación mayores a 0.66 p.u. la forma 0 presenta los mayores niveles de eficiencia, alcanzando una eficiencia peak de 91.9 % a potencia nominal. Las formas 1, 2 y 3 alcanzan eficiencias máximas de 91.6 %, 90 % y 90.1 % respectivamente. Para todo el rango, la forma 2 presenta los menores niveles de eficiencia, alcanzando una eficiencia de 85.3 % de eficiencia para 0.4 p.u. de generación.

Los resultados obtenidos utilizando MOSFETs para los switches bidireccionales muestran un comportamiento similar a los obtenidos en simulación, es decir, la forma 1 logra los mayores niveles de eficiencia con una eficiencia peak de 92.1 %, seguida de las formas 0, 2 y 3, con eficiencias de 91.9 %, 90.4 % y 90.24 % respectivamente. De la Figura 6.21 se puede destacar que para cada una de las formas de modulación se alcanzan mayores eficiencias con la utilización de MOSFETs.

Para observar la distribución de pérdidas se tomaron mediciones termográficas con la cámara HT1160. La Figura 6.22 muestra la captura térmica de todo el convertidor operando a potencia nominal utilizando IGBTs para la implementación de los interruptores bidireccionales. A partir de las capturas térmicas se midió el punto de máxima temperatura de cada elemento y luego se promediaron dichas temperaturas para calcular una temperatura representativa de cada parte del convertidor. La Tabla 6.3 muestra un resumen de dichos resultados, como se puede ver las mayores temperaturas se alcanzan en los inductores sin importar la forma de modulación, lo que concuerda con los resultados

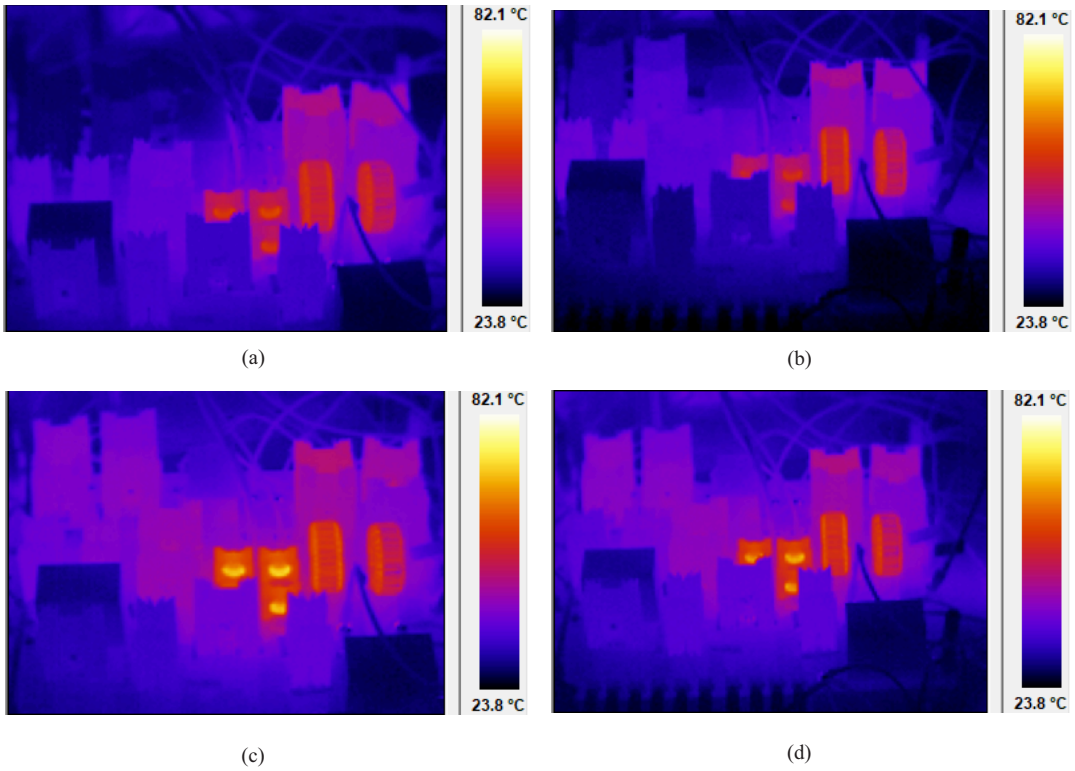


Figura 6.22. *Imagen termográfica del convertidor propuesto a potencia nominal. (a) Forma 0: modulación unipolar; (b) Forma 1: 5 niveles; (c) Forma 2: 5 niveles; (d) Forma 3: 7 niveles.*

de simulación del capítulo 5.3 que mostraban una concentración de pérdidas en estos elementos. Se comprueba también que las temperaturas de las inductancias I_{L2a} e I_{L2b} son menores para el modo 1 en comparación con los otros 3 modos, como el circuito térmico equivalente es el mismo para todos los casos, se concluye que las pérdidas en L_2 son menores para la forma 1. Lo mismo se puede ver para el puente H, las formas 0 y 1 presentan menores temperaturas en dichos componentes, por lo que las pérdidas en estos componentes son menores respecto a las formas 2 y 3. Nótese que a partir de la figura 6.22 se puede notar que en los inductores de del primer convertidor boost las mayores temperaturas se alcanzan en el fierro, mientras que para el segundo convertidor boost las mayores temperaturas se alcanzan en el conductor, sin embargo, esto no necesariamente es un indicativo que en dichos materiales se alcanzan las mayores pérdidas, ya que la disipación de calor es diferente para para la sección conductora y el fierro.

En la Tabla 6.4 se muestra una comparación de las temperaturas alcanzadas en los interruptores bidireccionales en los ensayos utilizando MOSFETs e IGBTs, ya que la operación general del convertidor no se ve modificada al utilizar MOSFETs o IGBTs para la implementación de los bidireccionales, las temperaturas en el resto de los componentes son similares en ambos casos. De la Tabla 6.4 se puede notar que las temperaturas alcanzadas utilizando MOSFETs son menores en todos los casos, lo que indica que las pérdidas en dichos componentes son menores a las alcanzadas utilizando IGBTs, estos resultados concuerdan con los resultados de eficiencia obtenidos en la Figura 6.21.

Las imágenes termograficas y los resultados de simulación muestran que las pérdidas

Tabla 6.3
Temperaturas del convertidor en ^oC, utilizando las diferentes formas de modulación e IGBTs para la implementación de los interruptores bidireccionales.

	Forma 0	Forma 1	Forma 2	Forma 3
Inductores L_{1a} y L_{1b}	61.0	63.1	64.8	64.2
Inductores L_{2a} y L_{2b}	60.0	57.2	74.1	70.6
Puente H	35.0	34.9	37.9	38.6
Bidireccionales	-	35.4	41.8	43.1

se concentran en los inductores, mientras que las pérdidas en los semiconductores son menores. Esto es un indicativo que la eficiencia del sistema puede aumentarse utilizando una mayor frecuencia de conmutación en los convertidores boost, requiriendo consecuentemente inductores más pequeños con pérdidas de fierro y cobre menores debido. Otra medida para disminuir las pérdidas de fierro es la utilización de inductores acoplados para la implementación de los convertidores boost en interleaved, esta forma de implementación reduce la variación de flujo en los núcleos y consecuentemente las pérdidas de fierro [39].

Tabla 6.4
Comparación de temperaturas en ^oC en los interruptores bidireccionales, utilizando IGBTs y SiC MOSFETs.

	Forma 1		Forma 2		Forma 3	
	IGBTs	SiC MOSFETs	IGBTs	SiC MOSFETs	IGBTs	SiC MOSFETs
Bidireccionales	35.4	31.9	41.8	37.3	43.1	39.4

6.4. Fallas en la conmutación

Como se mencionó en secciones anteriores, todos los interruptores fueron implementados utilizando SiC MOSFETcon excepción de los interruptores bidireccionales, para los que sé probo tanto el uso de IGBTs, como de SiC MOSFETs. Los primeros ensayos fueron realizados utilizando SiC MOSFETs, estos no presentaron problemas para las formas 0 y 1. Sin embargo, para las formas 2 y 3 y luego de algunos minutos de operaciones de encendido y apagado del convertidor, comenzaron a observarse fallas en la conmutación como las mostradas en la Figura 6.23.

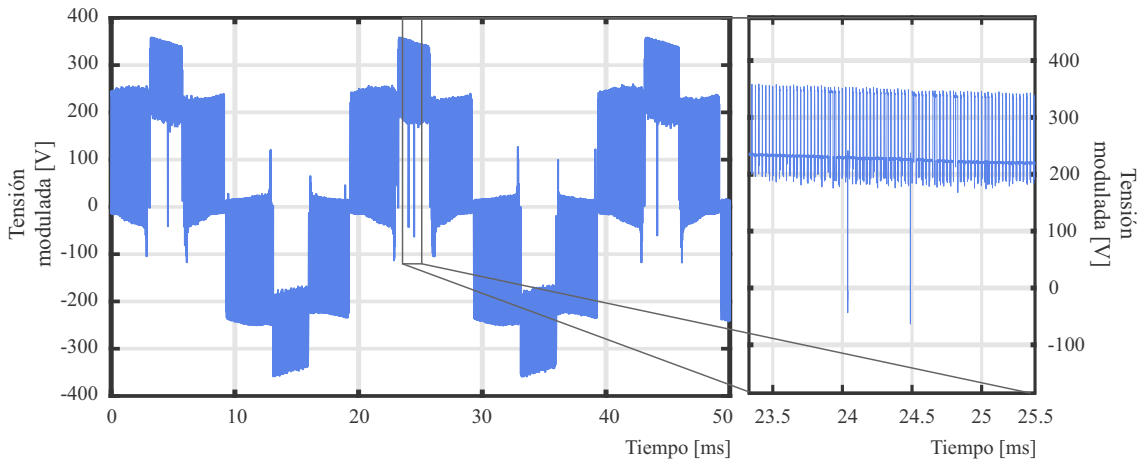


Figura 6.23. *Falla en la conmutación al utilizar forma de modulación 2.*

Las fallas aumentan con el tiempo de operación y degradan la calidad de la corriente de la carga, además provocan la falla de los drivers de los interruptores bidireccionales. Las razones que se consideraron como posibles causas de las fallas fueron:

1. Oscilación en la tensión de encendido y apagado de los MOSFETs-IGBTs.
2. Tensiones v_{gs} de los dos interruptores que componen cada interruptor bidireccional desincronizadas.
3. Inductancia parasita de interruptores bidireccionales demasiado grandes.

El circuito de disparo durante el encendido y apagado puede modelarse como un circuito RLC [55], por lo que menores valores de resistencia de gate disminuyen el tiempo de conmutación, pero incrementan las oscilaciones de tensión v_{gs}, por otra parte, mayores valores de resistencia de gate incrementan el tiempo de encendido y disminuyen las oscilaciones de v_{gs}. Originalmente, la resistencia de gate era de 2.5 Ω, por lo que para descartar la causa 1. se probaron valores en el rango [2.5-25]Ω. Se siguieron observando las mismas fallas, por lo que se descartó 1.

Al medir las señales de encendido y apagado v_{gs} que llegan a los terminales de los interruptores bidireccionales, se observó un retraso entre las señales de S_{La} y S_{Lb} de 26 ns y un retraso de 59 ns entre las señales de encendido de S_{Ha} y S_{Hb}. Para descartar esta posibilidad se programó un módulo retrasador de pulsos de disparo en la FPGA y se utilizó para lograr que los pulsos llegasen a cada MOSFET con una diferencia de tiempo

de alrededor de 1 ns. Se continuaron observando las mismas fallas, por lo que se descartó 2.

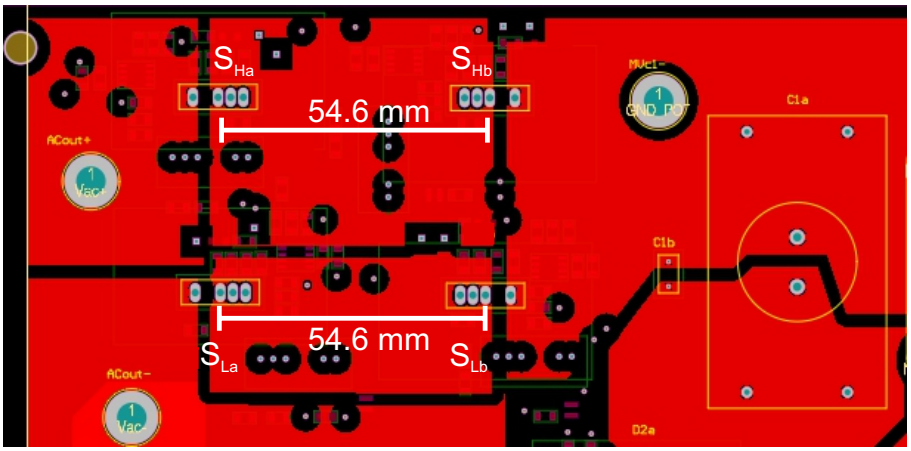


Figura 6.24. *PCB de prototipo construido en la zona de interruptores bidireccionales bidireccionales.*

Por lo general, los semiconductores que componen los interruptores bidireccionales se posicionan físicamente cerca unos de otros, por ejemplo en [56] la distancia entre los semiconductores que componen el interruptor bidireccional se encuentran a 6 mm aproximadamente, como se puede ver en la figura 6.24, la distancia entre los semiconductores en el prototipo construido es de 54.6 mm. Una mayor distancia implica una inductancia parásita mayor, lo que podría llevar a fallas en el apagado de los bidireccionales. La solución de esta problemática implica construir un nuevo prototipo, lo que escapa de los alcances de esta tesis.

Capítulo 7

Comentarios y conclusiones

En este trabajo se presentó una nueva topología de microinversor basada en la adición de dos interruptores bidireccionales al convertidor doble-boost. La utilización de estos interruptores permite obtener un mayor número de niveles que un convertidor doble-boost simple y adicionalmente, si se modula correctamente, se puede reducir la carga de uno de los convertidores boost.

Se estudiaron tres diferentes formas de modulación con las que puede operar el convertidor propuesto y con base en éstas, se propuso un esquema general de modulación que puede ser utilizada para modular cualquiera de las formas de modulación propuestas. El esquema de control diseñado toma en cuenta la forma con la que se está modulando, y logra un control de las variables internas similar al obtenido con la configuración doble-boost puente H que se utilizó como caso de comparación.

Respecto a las pérdidas, se mostró que la utilización de los interruptores bidireccionales reduce el nivel de potencia que debe procesar el segundo convertidor boost si se utilizan solo los estados que extraen potencia del condensador intermedio cuando el factor de potencia de la corriente inyectada a la red o a la carga es cercano a 1; sin embargo, también se mostró que si se utilizan estados de conducción que inyectan potencia al condensador intermedio la potencia procesada por el segundo convertidor boost aumenta y consecuentemente las pérdidas de este aumentan. Los resultados experimentales mostraron que el convertidor propuesto con la forma de modulación más eficiente logra una eficiencia comparable al caso base al utilizar IGBTs para la implementación de los interruptores bidireccionales y una eficiencia superior al caso base al utilizar SiC mosfets. Por otra parte, los resultados de termografía y simulaciones indican que la mayoría de las pérdidas se encuentran en los inductores, lo que indica que la eficiencia total del sistema puede ser mejorada aumentando la frecuencia de conmutación de los convertidores dc-dc y consecuentemente utilizando inductores más pequeños con pérdidas de fierro y cobre menores.

Todas las formas de modulación fueron contrastadas con el caso base tanto en simulaciones como experimentalmente, utilizando un prototipo construido en laboratorio. Se mostró que todas las formas de modulación multinivel con las que puede operar el convertidor propuesto, logran mejores niveles de THD de corriente de red que el caso base que no utiliza los interruptores bidireccionales. Respecto al seguimiento de MPPT se concluyo que si bien las formas 1, 2 y 3 presentan transitorios mayores debido a la mayor distorsión observada en la tensión del panel solar, el punto de máxima potencia es alcanzado

utilizando cualquiera de las formas de modulación.

La forma de modulación 1, de 5 niveles, logró un mejor THD de corriente que el caso base y, utilizándose MOSFETs SiC, también logró una mayor eficiencia. Es por esto que se concluye que es la mejor forma de modular el convertidor propuesto. Sin embargo, también seria factible utilizar la forma 3 de 7 niveles para disminuir el tamaño requerido para el filtro de red, o bien podría estudiarse la posibilidad de usar la forma 1 para escenarios de alta generación y la forma 3 para escenarios de baja generación. De esta manera se contaría con una mayor eficiencia cuando hay una alta generación y un requerimiento de filtro menor para los escenarios de baja generación fotovoltaica.

Como desventajas se tiene que la topología no trata el problema de las corrientes de fuga por los paneles, el gran número de componentes y la mayor dificultad para seguir el punto de máxima potencia. Respecto a la primera desventaja, el mismo principio que se aplicó con los convertidores boost puede ser aplicado, ya sea con topologías dc-ac con double-grounding o aislamiento activo, o bien con convertidores dc-dc con aislamiento como el convertidor flyback o dual active bridge.

Quedan abiertas algunas líneas de investigación como lo son el diseño óptimo de los componentes del convertidor, elección óptima de tensiones internas y razón de transformación de los convertidores boost y analizar la posibilidad de cambiar la forma de modulación dependiendo del nivel de generación fotovoltaica.

Apéndice A

Publicaciones generadas

Las siguientes publicaciones han sido generadas a partir del trabajo de investigación que se ha desarrollado en este proyecto de tesis.

Conferencias

[1] D. Vera and M. Norambuena, *"Multi-Voltage Boost Converter: Modulation schemes comparison"*, 2022 IEEE 31st International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2022, pp. 400-405, doi: 10.1109/ISIE51582.2022.9831744.

[2] D. Vera and M. Norambuena, *"Multi-Voltage Boost Converter: A New Microinverter Topology"*, 2021 IEEE 30th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/ISIE45552.2021.9576181.

Bibliografía

[1] A. Whiteman, S. Rueda, D. Akande, N. Elhassan, G. Escamilla, and I. Arkhipova, "Renewable energy statistics 2020," *International Renewable Energy Agency*, 2020.

[2] ——, "Future of solar photovoltaic," *International Renewable Energy Agency*, 2019.

[3] S. Kouro, J. I. Leon, D. Vinnikov, and L. G. Franquelo, "Grid-connected photovoltaic systems: An overview of recent research and emerging pv converter technology," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 1, pp. 47–61, 2015.

[4] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1292–1306, 2005.

[5] S. Harb, M. Kedia, H. Zhang, and R. S. Balog, "Microinverter and string inverter grid-connected photovoltaic system — a comprehensive study," in *2013 IEEE 39th Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*, 2013, pp. 2885–2890.

[6] D. Li, Z. Zhang, B. Xu, M. Chen, and Z. Qian, "A method of power decoupling for long life micro-inverter," in *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2011, pp. 802–807.

[7] R. Hasan, W. Hassan, and W. Xiao, "Pv microinverter solution for high voltage gain and soft switching," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, vol. 3, no. 2, pp. 352–361, 2022.

[8] H. Wu, X. Tang, J. Zhao, and Y. Xing, "An isolated bidirectional microinverter based on voltage-in-phase pwm-controlled resonant converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 1, pp. 562–570, 2021.

[9] O. Kwon, K.-S. Kim, and B.-H. Kwon, "Highly efficient single-stage dab microinverter using a novel modulation strategy to minimize reactive power," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 1, pp. 544–552, 2022.

[10] D. Vinnikov and I. Roasto, "Quasi-z-source-based isolated dc/dc converters for distributed power generation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 192–201, 2011.

[11] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1292–1306, 2005.

[12] J. R. Dreher, F. Marangoni, L. Schuch, M. L. d. S. Martins, and L. D. Flora, "Comparison of h-bridge single-phase transformerless pv string inverters," in *2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*, 2012, pp. 1–8.

[13] K. Chomsuwan, P. Prisuwanna, and V. Monyakul, "Photovoltaic grid-connected inverter using two-switch buck-boost converter," in *Conference Record of the Twenty-Ninth IEEE Photovoltaic Specialists Conference, 2002.*, 2002, pp. 1527–1530.

[14] H. Hu, S. Harb, N. H. Kutkut, Z. J. Shen, and I. Batarseh, "A single-stage microinverter without using eletrolytic capacitors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2677–2687, 2013.

[15] R. Caceres and I. Barbi, "A boost dc-ac converter: analysis, design, and experimentation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 1, pp. 134–141, 1999.

[16] H. Hu, S. Harb, N. H. Kutkut, Z. J. Shen, and I. Batarseh, "A single-stage microinverter without using eletrolytic capacitors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2677–2687, 2013.

[17] W. Chen, X. Yang, W. Zhang, and X. Song, "Leakage current calculation for pv inverter system based on a parasitic capacitor model," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 12, pp. 8205–8217, 2016.

[18] M. N. H. Khan, M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, L. Li, T. Kerekes, and F. Blaabjerg, "Transformerless inverter topologies for single-phase photovoltaic systems: A comparative review," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 1, pp. 805–835, 2020.

[19] C. Halsted, S. Essakiappan, and M. Manjrekar, "Transformerless active isolation in common-ground photovoltaic microinverter applications for reduced ground leakage currents," in *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2020, pp. 1904–1911.

[20] IEC, "Information technology equipment - safety - part 1: General requirements," 2007, iEC 60950-1:2001.

[21] ——, "Information technology equipment - safety - part 1: General requirements," 2016, iEC 60990:2016.

[22] ——, "Safety of power converters for use in photovoltaic power systems - part 2: Particular requirements for inverters," 2011, iEC 62109-2:2011.

[23] R. Hernandez-Vidal, H. Renaudineau, and S. Kouro, "Sub-module photovoltaic microinverter with cascaded flybacks and unfolding h-bridge inverter," in *2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2017, pp. 1035–1040.

[24] C. Halsted, S. Essakiappan, and M. Manjrekar, "Transformerless active isolation in common-ground photovoltaic microinverter applications for reduced ground leakage currents," in *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2020, pp. 1904–1911.

[25] R. S. Figueredo and L. Matakas, "Integrated common and differential mode filter with capacitor-voltage feedforward active damping for single-phase transformerless pv inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 7, pp. 7058–7072, 2020.

[26] R. S. Figueredo, K. C. M. de Carvalho, and L. Matakas, "Integrated common and differential mode filter applied to a single-phase transformerless pv microinverter with low leakage current," in *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, 2014, pp. 2618–2625.

[27] J. Roy, Y. Xia, and R. Ayyanar, "High step-up transformerless inverter for ac module applications with active power decoupling," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 5, pp. 3891–3901, 2019.

[28] "IEEE standard for interconnection and interoperability of distributed energy resources with associated electric power systems interfaces," *IEEE Std 1547-2018 (Revision of IEEE Std 1547-2003)*, pp. 1–138, 2018.

[29] R. A. H. Vidal, "Microinversores fotovoltaicos submodulares con convertidores dc-dc en cascada y enlace senoidal rectificado para conexión a red," p. 143, 2018.

[30] D. Singh and H. Singh, "Technical survey and review on mppt techniques to attain maximum power of photovoltaic system," in *2019 5th International Conference on Signal Processing, Computing and Control (ISPCC)*, 2019, pp. 265–268.

[31] H. Zhang, X. Li, B. Ge, and R. S. Balog, "Capacitance, dc voltage utilizaton, and current stress: Comparison of double-line frequency ripple power decoupling for single-phase systems," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 11, no. 3, pp. 37–49, 2017.

[32] M. Fornage, "Method and apparatus for converting direct current to alternating current," *U.S. patent*, 2010.

[33] P. Garrity, "Solar photovoltaic power conditioning unit," *U.S. patent*, 2013.

[34] K. Alluhaybi, I. Batarseh, and H. Hu, "Comprehensive review and comparison of single-phase grid-tied photovoltaic microinverters," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 2, pp. 1310–1329, 2020.

[35] S. M. Tayebi, H. Hu, and I. Batarseh, "Advanced dc-link voltage regulation and capacitor optimization for three-phase microinverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 1, pp. 307–317, 2019.

[36] A. A. Khan, H. Cha, U. A. Khan, and H. Kim, "Four-switch buck-boost inverter for stand-alone and grid-connected single-phase pv systems," in *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia)*, 2017, pp. 460–465.

[37] N. Mohan and T. M. Undeland, *Power electronics: converters, applications, and design*. John wiley & sons, 2007.

[38] N. Boujelben, F. Masmoudi, M. Djemel, and N. Derbel, "Design and comparison of quadratic boost and double cascade boost converters with boost converter," in *2017 14th International Multi-Conference on Systems, Signals Devices (SSD)*, 2017, pp. 245–252.

[39] M. H. Rashid, *Power electronics handbook*. Butterworth-Heinemann, 2017.

[40] D. J. S. Newlin, R. Ramalakshmi, and S. Rajasekaran, "A performance comparison of interleaved boost converter and conventional boost converter for renewable energy application," in *2013 International Conference on Green High Performance Computing (ICGHPC)*, 2013, pp. 1–6.

[41] S. Nahar and M. B. Uddin, "Analysis the performance of interleaved boost converter," in *2018 4th International Conference on Electrical Engineering and Information Communication Technology (iCEEiCT)*, 2018, pp. 547–551.

[42] L. Empringham, J. W. Kolar, J. Rodriguez, P. W. Wheeler, and J. C. Clare, "Technological issues and industrial application of matrix converters: A review," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp. 4260–4271, 2013.

[43] R. S. Figueredo and L. Matakas, "Integrated common and differential mode filter with capacitor-voltage feedforward active damping for single-phase transformerless pv inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 7, pp. 7058–7072, 2020.

[44] H.-P. Ren, X. Guo, Y.-C. Zi, and J. Li, "Double loop control of boost converter based current switching controller and voltage compensator," in *2015 7th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI)*, 2015, pp. E–11–E–16.

[45] B. Talbi, F. Krim, A. Laib, A. Sahli, and A. Krama, "Pi-mpc switching control for dc-dc boost converter using an adaptive sliding mode observer," in *2020 International Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, 2020, pp. 1–5.

[46] G.-H. Min, K.-H. Lee, J.-I. Ha, and M. H. Kim, "Design and control of single-phase grid-connected photovoltaic microinverter with reactive power support capability," in *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, 2018, pp. 2500–2504.

[47] H. Xu, D. Chen, F. Xue, and X. Li, "Optimal design method of interleaved boost pfc for improving efficiency from switching frequency, boost inductor, and output voltage," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 7, pp. 6088–6107, 2019.

[48] M. E. S. Graham C. Goodwin, Stefan F. Graebe, *Control system design*. Pearson, 2000.

[49] P. R. Remus Teodorescu, Marco Liserre, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. John wiley & sons, 2011.

[50] J. Muhlethaler, J. Biela, J. W. Kolar, and A. Ecklebe, "Core losses under the dc bias condition based on steinmetz parameters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 953–963, 2012.

[51] R. Bramanpalli. (2022, Feb) Accurate inductor loss determination using redexpert. Würth Elektronik. [Online]. Available: https://www.we-online.com/web/en/electronic_components/produkte_pb/application_notes/exaktebestimmungvonspulenverlusten.php

[52] G. Carrasco, "Diseño e implementación de módulos de firmware para uso de fpga en aplicaciones de potencia," 2008.

[53] Cree. (2018, May) Gate driver for cree's generation 3 (c3mtm) sic mosfet. Cree. [Online]. Available: https://assets.wolfspeed.com/uploads/2020/12/CPWR-AN21.pdf

[54] R. Zhang, M. Cardinal, P. Szczesny, and M. Dame, "A grid simulator with control of single-phase power converters in d-q rotating frame," in *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)*, vol. 3, 2002, pp. 1431–1436 vol.3.

[55] Y. Teng, Q. Gao, Q. Zhang, J. Kou, and D. Xu, "A variable gate resistance sic mosfet drive circuit," in *IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2020, pp. 2683–2688.

[56] J. L. Galvez, X. Jorda, M. Vellvehi, J. Millan, M. A. Jose-Prieto, and J. Martin, "Intelligent bidirectional power switch module for matrix converter applications," in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2007, pp. 1–9.