

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE CHIHUAHUA
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN

***“ALGORITMO DE CONTROL DIGITAL PARA UN
MICROINVERSOR Z-SOURCE”***

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE

***MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA
ELECTRÓNICA***

PRESENTA:

Ing. Raul Octavio Quiñones Sotelo

**DIRECTOR DE LA TESIS:
*DR. JOSÉ LUIS DURÁN GÓMEZ***

CHIHUAHUA, CHIH. MÉXICO. AGOSTO 2020



EDUCACIÓN
SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO





Chihuahua, Chih. 18 de agosto de 2020

**C. RAÚL OCTAVIO QUIÑONES SOTELO
PRESENTE**

Por este conducto le comunico que a propuesta del Jurado de Examen, la División de Estudios de Posgrado e Investigación ha concedido autorización para la impresión de su tesis para obtener el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica, cuyo título es:

"Algoritmo de control digital para un microinversor Z-source"

La tesis presenta el siguiente contenido de capítulos:

- I Introducción
- II Estado del arte
- III Diseño e implementación de un convertidor cc-ca (inversor) Z-source monofásico
- IV Control de un microinversor Z-source
- V Resultados del microinversor Z-source
- VI Conclusiones

ATENTAMENTE

Excelencia en Educación Tecnológica®
"La técnica por el Engrandecimiento de México"

**MTRO. ROGELIO ENRIQUE BARAY ARANA
JEFE DE LA DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN**





Chihuahua, Chih. 18 de agosto de 2020

MTRO. ROGELIO ENRIQUE BARAY ARANA
JEFE DE LA DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN
PRESENTE

Por medio de la presente notificamos a usted que en cumplimiento de los requerimientos para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica, el documento de tesis del **C. RAÚL OCTAVIO QUIÑONES SOTELO**, ha sido aprobado y aceptado para su impresión. El título de la tesis es:

"Algoritmo de control digital para un microinversor Z-source"

Por lo que proponemos, le sea concedida la autorización de impresión correspondiente.

Agradeciendo la atención a la presente, quedamos de usted:

ATENTAMENTE

Excelencia en Educación Tecnológica®
"La Técnica por el Engrandecimiento de México"



DR. JOSÉ LUIS DURÁN GÓMEZ
DIRECTOR DE TESIS

DR. LUIS FRANCISCO CORRAL MARTÍNEZ
MIEMBRO DEL JURADO DE EXAMEN

DR. GERARDO TRUJILLO SCHIAFFINO
MIEMBRO DEL JURADO DE EXAMEN

DR. PEDRO RAFAEL ACOSTA CANO DE
LOS RÍOS
MIEMBRO DEL JURADO DE EXAMEN





CARTA CESIÓN DE DERECHOS

En la ciudad de Chihuahua el día 18 de agosto de 2020, el que suscribe C. RAÚL OCTAVIO QUIÑONES SOTELO de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, con número de control G17061502, adscrito a la División de Estudios de Posgrado e Investigación del Instituto Tecnológico de Chihuahua, manifiesta que es autor intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección del Dr. José Luis Durán Gómez y cede los derechos del trabajo titulado "Algoritmo de control digital para un microinversor Z-source", al Tecnológico Nacional de México y/o Instituto Tecnológico de Chihuahua para su difusión, divulgación, transmisión, reproducción, así como su digitalización con fines académicos y de investigación.

C. RAÚL OCTAVIO QUIÑONES SOTELO





DECLARACIÓN DE ORIGINALIDAD

En la ciudad de Chihuahua el día 18 de agosto de 2020, el que suscribe C. RAÚL OCTAVIO QUIÑONES SOTELO de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, con número de control G17061502, adscrito a la División de Estudios de Posgrado e Investigación del Instituto Tecnológico de Chihuahua, manifiesta que es autor intelectual de la tesis titulada "Algoritmo de control digital para un microinversor Z-source" bajo la dirección del Dr. José Luis Durán Gómez; que el contenido es original y que las fuentes de información consultadas para su fundamentación están debidamente citadas y referenciadas.

C. RAÚL OCTAVIO QUIÑONES SOTELO



Chihuahua, Chih. A 26 de Agosto de 2020

Dra. María Elena Álvarez-Buylla
Directora de CONACYT

Presente. –

Por este conducto aprovecho la ocasión para saludarla cordialmente por este medio y deseo informarle que he concluido la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica en la División de Estudios de Posgrado e Investigación en el Instituto Tecnológico de Chihuahua, obteniendo el grado de Maestro en Ciencias. Agradezco al CONACYT y a usted como su representante por el apoyo otorgado durante este proceso, lo cual me permitió dedicarme de tiempo completo para lograr este objetivo.

Sin otro particular por el momento, me es grato quedar de usted como su seguro servidor, no sin antes reiterar mi agradecimiento. Muchas gracias

Atentamente



Raul Octavio Quiñones Sotelo
Exbecario de CONACYT No. 845408

c.c.p. M.C. Rogelio Enrique Baray Arana
Jefe de la División de Estudios de Posgrado e Investigación

RESUMEN

ALGORITMO DE CONTROL DIGITAL PARA UN MICROINVERSOR Z-SOURCE

Raul Octavio Quiñones Sotelo
Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica
División de Estudios de Posgrado e investigación del Tecnológico Nacional de México /
Instituto Tecnológico de Chihuahua
Chihuahua, Chih. 2019
Asesor: Dr. José Luis Durán Gómez

En este trabajo de tesis se llevó a cabo el diseño de un sistema de conversión de energía cc- ca conocido como microinversor Z-source y el algoritmo de control digital en lazo cerrado, el microinversor Z-source es un convertidor de fuente de impedancia conformado por dos capacitores, dos inductores y la topología de puente completo para realizar la conversión de corriente continua a corriente alterna. Se caracteriza principalmente por ser un inversor buck-boost sin la necesidad de muchos elementos a comparación de los inversores tradicionales.

El algoritmo de control digital está basado en la técnica de modulación SPWM modificada. La técnica de modulación consiste en la técnica SPWM tradicional agregándole los estados de *shoot-through* y controlar la ganancia del circuito. El microinversor Z-source consiste en dos lazos de control, un control PID que busca controlar la ganancia con respecto a la tensión de entrada y un control Proporcional Resonante que se encarga de mantener la estabilidad ante perturbaciones en la carga del inversor.

La implementación del algoritmo de control se llevó a cabo en la tarjeta de evaluación eZdsp TMS320F28335 de Texas Instruments® por medio de la cual se encarga de generar los patrones de pulsos para controlar los MOSFETs de la topología de puente completo. La salida del inversor está conectada a un filtro *LC* de segundo orden para eliminar componentes armónicos no deseados y obtener una señal senoidal en la salida.

INDICE

LISTA DE FIGURAS.....	vi
LISTA DE TABLAS.....	ix
1 Introducción.....	10
1.1 Sistemas de Acondicionamiento de Energía.....	11
1.2 Configuración del Sistema de Inversión	12
1.3 Ventajas del Tipo de Configuración por medio de Microinversores	13
1.4 Inversor Z-source	14
1.5 Sistema Propuesto	15
1.6 Control Digital	16
2 Estado del Arte	18
2.1 Convertidor de Fuente de Impedancia	22
2.1.1 Inversor Z-source	22
2.1.2 Inversor Quasi Z-source.....	25
2.1.3 Inversor Z-source con Inductor Conmutado	26
2.1.4 Inversor Quasi-Z-source con Inductor Conmutado	29
2.1.5 Inversor Z-source Mejorado	30
2.2 Modulación del Inversor Z-source.....	32
1.1.2 Implementación Basada en Portadora	36
2.3 Control en Lazo Cerrado de un Inversor Z-source	43
3 Diseño e Implementación de un Convertidor cc-ca (inversor) Z-source Monofásico	44
3.1 Diseño de un Microinversor Z-source	45
3.1.1 Principio de Operación	45
3.2 Diseño de la Red de Impedancia Z-source	49
3.3 Técnica de Modulación SPWM Modificada	54
3.4 Diseño del Filtro de Salida.....	55
3.5 Implementación del Circuito de Disparo para los Dispositivos de Potencia...	58
3.6 Implementación del Circuito de Disparo en los MOSFETs	59
3.7 Circuito de Aislamiento y Acondicionamiento de las Señales de Conmutación de un Microinversor Z-source	62
3.8 Características Generales de la Tarjeta de Desarrollo TMS320F28335	63
3.8.1 Especificaciones del Microinversor Z-source.....	66
4 Control de un Microinversor Z-source	68

4.1	Modelado del Microinversor Z-source	68
4.1.1	Ubicación de Polos y Ceros del Microinversor Z-source	73
4.2	Estrategia de Control para un Microinversor Z-source	74
4.2.1	Controlador PID	75
4.2.2	Regulador del Lado de Corriente Alterna	79
4.3	Conversión del Dominio de Laplace al Dominio Discreto z	81
5	Resultados del Microinversor Z-source	82
5.1	Simulación del Microinversor Z-source en Lazo Abierto	82
5.2	Simulación del Microinversor Z-source en Lazo Cerrado.....	86
5.2.1	Control ante un Cambio en la Tensión de Entrada	90
5.2.2	Control ante un Cambio en la Carga.....	91
5.3	Resultados Experimentales del Microinversor Z-source	93
6	Conclusiones	99
6.1	Trabajos Futuros	100
	Bibliografía.....	102
	Apéndice A	106

LISTA DE FIGURAS

1 Introducción

Fig. 1.1 Diagrama de bloques de un sistema fotovoltaico conectado a la red eléctrica.	11
Fig. 1.2 Diagramas esquemáticos de opciones de conexión de sistema fotovoltaico a) configuración con inversor central, b) configuración con microinversores	13
Fig. 1.3 Diagrama esquemático de la estructura general de un inversor Z-source.....	15

2 Estado del Arte

Fig. 2.1 Topología típica de un inversor monofásico del tipo fuente de tensión (VSI).	19
Fig. 2.2 Topología típica de un inversor monofásico del tipo fuente de corriente (CSI).	20
Fig. 2.3 Topología típica de un inversor monofásico tipo Z-source.	23
Fig. 2.4 Topología de un inversor monofásico red de impedancia Quasi-Z-source.....	25
Fig. 2.5 Topología de un inversor monofásico red de impedancia Z-source con inductor conmutado..	27
Fig. 2.6 Topología de un inversor monofásico red de impedancia quasi-Z-source con inductor conmutado.	29
Fig. 2.7 Topología de un inversor monofásico red de impedancia Z-source mejorado.	31
Fig. 2.8 Diagrama esquemático de la estructura de inversor Z-source con topología puente completo.	34
Fig. 2.9 Técnicas de modulación de un inversor tradicional y un inversor Z-source.....	35
Fig. 2.10 Diagrama esquemático de la estructura típica de un puente completo de un inversor monofásico.	37
Fig. 2.11 Técnica de modulación SPWM tradicional y patrones de pulsos de los 4 interruptores.	37
Fig. 2.12 Técnica de modulación de aumento de tensión simple y señales de conmutación de un inversor trifásico.....	38
Fig. 2.13 Relación de ganancia con respecto al índice de modulación de un inversor Z-source.	38
Fig. 2.14 Relación del estrés del capacitor con respecto a la ganancia mediante la técnica de aumento de tensión simple.....	39
Fig. 2.15 Relación de ganancia con respecto al índice de modulación utilizando la técnica.	41
Fig. 2.16 Técnica de modulación aumento máximo de ganancia de tensión y sus señales de conmutación	42
Fig. 2.17 Relación de ganancia con respecto al índice de modulación, M_a utilizando la técnica aumento máximo constante de ganancia de tensión B	42
Fig. 2.18 Diagrama a bloques del sistema de control en lazo cerrado de un inversor Z-source.	43

3 Diseño e Implementación de un Convertidor cc-ca (inversor) Z-source Monofásico

Fig. 3. 1 Esquema de conexión del microinversor Z-source monofásico	44
Fig. 3.2 Circuito equivalente durante el estado de shoot-through.....	46
Fig. 3.3 Circuito equivalente durante el estado de non-shoot-through.....	47
Fig. 3.4 Diagrama esquemático del circuito equivalente de un inversor Z-source mostrando los estados posibles de operación.	50
Fig. 3.5 Formas de onda de: (a) tensión a través del capacitor, v_C , y (b) corriente del inductor, i_L , de la red de impedancia	51
Fig. 3.6 Diagrama de bloques del arreglo para generar la técnica de modulación SPWM modificada.	55

Fig. 3.7 Diagrama a bloques de la estructura de un filtro de salida con la configuración “L”	56
Fig. 3.8 Filtro de salida LC simple conectado a la salida del inversor Z-source.....	56
Fig. 3.9 Grafica de la relación del valor del inductor con respecto a α	58
Fig. 3.10 Circuito para mejorar el apagado rápido del MOSFET.	59
Fig. 3.11 Diagrama esquemático típico de una configuración de MOSFETs en semipuente o medio- puente (half-bridge, por su definición en inglés).....	60
Fig. 3.12 Circuito implementado para el disparo de los MOSFETs.	61
Fig. 3.13 Circuito de acondicionamiento de las señales PWM para conmutar un microinversor Z- source.	63
Fig. 3.14 Tarjeta de evaluación eZdsp TMS320F28335.	64
Fig. 3.15 Interfaz de PSIM® para simular los patrones PWM de la tarjeta de evaluación eZdsp TMS320F28335.	65

4 Control de un Microinversor Z-source

Fig. 4.1 Circuito equivalente de la operación de un microinversor Z-source.	69
Fig. 4.2 Circuitos equivalentes de los modos de operación de un microinversor Z-source. (a) Circuito equivalente del modo shoot-through. (b) Circuito equivalente del modo non-shoot-through	69
Fig. 4.3 Circuito equivalente del microinversor Z-source en el modo de operación shoot-through.	70
Fig. 4.4 Circuito equivalente del microinversor Z-source en el modo de operación non-shoot-through.	71
Fig. 4.5 Diagrama de Bode de la función de transferencia de la relación de la tensión del capacitor y el ciclo de trabajo de shoot-through del microinversor Z-source.....	73
Fig. 4.6 Mapa de polos y ceros del microinversor Z-source.	74
Fig. 4.7 Estrategia de control para el microinversor Z-source monofásico.....	75
Fig. 4.8 Lazo de control de la parte de corriente continua del microinversor Z-source.....	76
Fig. 4.9 Diagrama de Bode del sistema del microinversor Z-source con el controlador y sin controlador.	78
Fig. 4.10 Diagrama de Bode de la función de transferencia del controlador proporcional resonante ideal	80

5 Resultados del Microinversor Z-source

Fig. 5.1 Diagrama esquemático del microinversor Z-source monofásico en el software de PLECS®..	83
Fig. 5.2 Patrón de pulsos para la conmutación del microinversor Z-source.	84
Fig. 5.3 Simulación de la variación de la tensión y la potencia de salida con respecto al tiempo.	85
Fig. 5.4 Resultados de simulación de la tensión de enlace, V_d y la tensión del capacitor V_{C1} con respecto al tiempo.	85
Fig. 5.5 Resultados de simulación de la corriente a través del inductor, i_{L1} , y la tensión a través del capacitor, v_{C1} , con variación del tiempo.....	86
Fig. 5.6 Diagrama esquemático del sistema de control del microinversor Z-source en lazo cerrado. ...	87
Fig. 5.7 Diagrama a bloques de los controladores del microinversor Z-source.	87
Fig. 5.8 Resultados de simulación de la tensión y potencia de salida a través de la carga resistiva del microinversor Z-source.	88
Fig. 5.9 Resultado de simulación de la variación con respecto al tiempo de la tensión del capacitor, v_{C1} , en lazo cerrado.	89
Fig. 5.10 Resultado de simulación de la forma de onda de la tensión cc, V_d , de enlace del	

Microinversor Z-source.....	89
Fig. 5.11 Resultados de simulación del efecto de la tensión del capacitor, VC1, ante una reducción en la tensión de entrada, V_{in} , de +48 V a +43 V.	90
Fig. 5.12 Resultado de simulación del efecto de la tensión del capacitor, Vc1, ante un aumento en la tensión de entrada, V_{in} , de +48 V a +53 V.	91
Fig. 5.13 Resultados de simulación de las formas de onda de la tensión y la demanda de potencia de salida ante un aumento del 25% en la carga.....	92
Fig. 5.14 Resultados de simulación de las formas de onda de la tensión y la demanda de potencia de salida ante un decremento del 25% en la carga.....	92
Fig. 5.15 Prototipo experimental del microinversor Z-source monofásico y la tarjeta de desarrollo del procesador digital de señales, eZdsp TMS320F28335 de Texas Instruments®.....	93
Fig. 5.16 Resultados experimentales de la variación con respecto al tiempo de la tensión, $v_o(\omega t)$ y corriente, $i_o(\omega t)$ de salida del microinversor Z-source.	94
Fig. 5.17 Resultados experimentales de la variación con respecto al tiempo de la tensión del capacitor, $V_{C1}(\omega t)$ y la tensión de enlace cc, $V_d(\omega t)$ del microinversor Z-source.....	95
Fig. 5.18 Resultados experimentales del patrón de pulsos de disparo de los MOSFETS S_1 y S_2 del convertidor cc-ca monofásico.	96
Fig. 5.19 Resultados experimentales de la variación con respecto al tiempo de la tensión de salida, $v_o(\omega t)$, corriente, $i_o(\omega t)$ y potencia $p_o(\omega t)$ del microinversor Z-source.....	97
Fig. 5.20 Resultados experimentales de la variación con respecto al tiempo de la corriente $i_{L1}(\omega t)$, tensión $v_{L1}(\omega t)$ y potencia $p_{L1}(\omega t)$, en el inductor.	97
Fig. 5.21 Diagrama 3D de la relación de la tensión de salida, V_o con respecto al índice de modulación, M_a y el ciclo de trabajo de shoot-through, D_s	98

LISTA DE TABLAS

2 Estado del Arte

Tabla 2.1 Estados de operación de un inversor Z-source.....	34
---	----

3 Diseño e Implementación de un Convertidor cc-ca (inversor) Z-source Monofásico

Tabla 3. 1 Estados de operación de la red de impedancia Z-source.....	51
Tabla 3.2 Especificaciones del microinversor Z-source	66
Tabla 3.3 Elementos pasivos de la red de impedancia.	67
Tabla 3.4 Valores de los elementos pasivos del filtro de salida del microinversor.....	67

4 Diseño e Implementación de un Convertidor cc-ca (inversor) Z-source Monofásico

Tabla 4.1 Valores de la ganancia K y ω_z del controlador PID.....	78
Tabla 4.2 Parámetros para el controlador P+R.....	81

5 Resultados del Microinversor Z-source

Tabla 5.1 Parámetros eléctricos y de modulación PWM del prototipo del microinversor Z-source	94
Tabla 5.2 Parámetros eléctricos y de modulación de experimentación en el prototipo de microinversor Z-source.	96

1 Introducción

En la actualidad la demanda energética ha aumentado para incrementar el nivel de vida de la población. Debido a la naturaleza finita de los recursos, esto ha obligado a buscar una mayor eficiencia en la producción y el uso de energía; así como aprovechar el potencial del uso de las fuentes de energía no fósiles. Las energías renovables aparecen como un elemento para contribuir a la diversificación energética, como también mitigar los problemas ambientales, las emisiones de gases efecto invernadero y las graves consecuencias del cambio climático provenientes del uso de energéticos fósiles.

La energía fotovoltaica es una de las fuentes renovables más populares, y consiste en la transformación de la radiación solar en energía eléctrica, esto es en corriente continua (cc). Como la energía solar es gratuita, el costo total para un sistema fotovoltaico para la generación de energía eléctrica estaría constituido por la cantidad de módulos solares, el sistema de acondicionamiento de energía, instalación y mano de obra, donde el sistema de acondicionamiento normalmente está conformado por convertidores cc-cc, convertidor cc-ca o inversor y filtros.

Hoy por hoy, el número de sistemas fotovoltaicos conectados a la red ha crecido. El objetivo de estas instalaciones es cubrir total o parcialmente las necesidades de consumo, aprovechando los espacios que tenga disponible para colocar el sistema fotovoltaico y reducir la provisión eléctrica exterior, cuando existe un déficit entre la demanda de electricidad respecto a la energía generada por el sistema fotovoltaico, esta diferencia la proporciona la red eléctrica, en caso contrario, cuando se presenta un excedente entre la demanda respecto a la energía eléctrica producida, esta energía es inyectada a la línea de distribución del proveedor del servicio eléctrico [1].

1.1 Sistemas de Acondicionamiento de Energía

Generalmente en la configuración de sistemas fotovoltaicos conectados a la red, existe una etapa de acondicionamiento de energía para convertir la tensión en cc de los paneles fotovoltaicos a tensión en corriente alterna (ca) a una frecuencia sincronizada a la red eléctrica (60 Hz). Esta etapa se le conoce como sistema de acondicionamiento de energía o su nombre en inglés Power Conditioning System (PCS), y en sistemas fotovoltaicos gestiona la conversión de la energía de los paneles para la conexión con la red eléctrica [2].

Los PCS tienen el propósito de transferir la energía del arreglo de paneles fotovoltaicos a la red eléctrica y tienen que cumplir los siguientes requisitos.

- Convertir la tensión en cc a tensión en ca.
- Elevar la tensión, si el nivel de tensión de los paneles solares no es la suficientemente alta para su distribución a la red eléctrica.
- Asegurar la máxima utilización de potencia del módulo fotovoltaico [2].

La Fig. 1.1 muestra un diagrama de bloques de un sistema fotovoltaico conectado a la red, y se puede observar en la etapa de acondicionamiento que el convertidor cc-cc es el encargado de elevar el nivel de tensión del arreglo de paneles fotovoltaicos, después entra la etapa del inversor la cual convierte la tensión en corriente continua a corriente alterna (ca) y por último una etapa de filtrado que se encarga de eliminar cualquier tipo de ruido para obtener en la salida una señal sinusoidal.

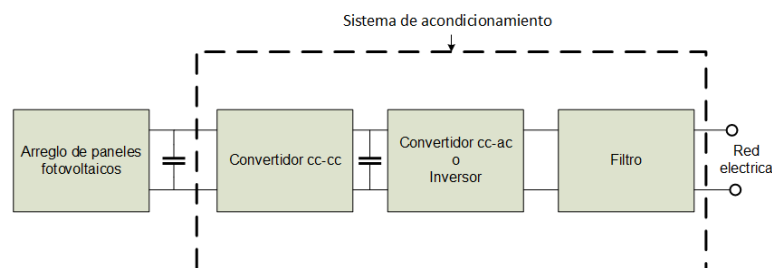


Fig. 1.1 Diagrama de bloques de un sistema fotovoltaico conectado a la red eléctrica.

1.2 Configuración del Sistema de Inversión

La etapa de inversión es un componente crítico para un sistema fotovoltaico conectado a la red eléctrica, debido a que es el encargado que hacer la conversión de la energía de los paneles fotovoltaicos hacia el sistema de la red eléctrica [3].

Utilizar un inversor central es una configuración típica que consiste en conectar múltiples paneles fotovoltaicos a un inversor para producir una señal sinusoidal a 50 ó 60 Hz con determinada amplitud. Esta configuración tiene la ventaja de ser más económica que otras configuraciones. Sin embargo, tiene la desventaja que en caso de que el inversor sufra alguna falla, toda la energía producida por los paneles fotovoltaicos se perderá hasta que el inversor sea reparado o sustituido. Además, esta configuración puede tener un impacto negativo en la eficiencia del sistema debido a que al inversor le resulta imposible operar con la máxima eficiencia de cada panel fotovoltaico, ya que cada panel tiene su propio punto de máxima eficiencia. Una alternativa de la configuración de inversor central, sería que cada panel fotovoltaico tuviera su propio inversor, cada uno de estos inversores se le conoce como microinversor, y esta configuración puede llegar a mejorar la eficiencia de un sistema fotovoltaico [3].

Aunque la configuración con microinversores son más costosos, en algunos casos pueden obtener hasta un 25% más de electricidad y gastos de instalación más bajos que los dispositivos convencionales de inversor central [4]. El principal beneficio de esta configuración es que a pesar de que un microinversor no funcione correctamente, se continúa generando energía. Otro beneficio es que permite a cada panel fotovoltaico operar a una eficiencia de conversión óptima, mejorando también la eficiencia del sistema [3]. Para aplicaciones con varios paneles fotovoltaicos, la configuración con microinversores representaría una inversión de instalación más alta que la configuración de inversor central, por lo tanto, mejorar el diseño de los microinversores para reducir el costo sin afectar a la eficiencia, permitiría ser una opción más competitiva que la configuración con inversor central [4].

La Fig. 1.2(a) muestra el diagrama esquemático de la configuración con inversor central, conformado por un arreglo de paneles fotovoltaicos conectados a un solo inversor, y la salida del inversor a la red eléctrica. La Fig. 1.2(b) es un diagrama esquemático de la configuración con microinversor, cada microinversor está conectado a un panel fotovoltaico y la salida de cada uno de los microinversores se enlaza con la red eléctrica.

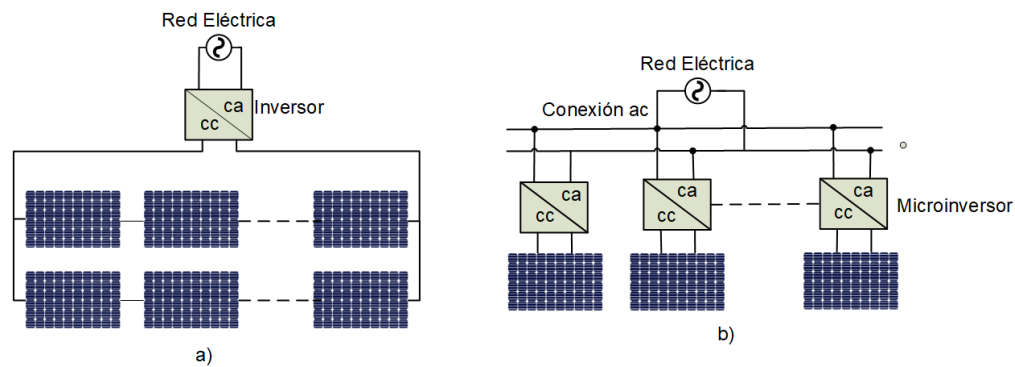


Fig. 1.2 Diagramas esquemáticos de opciones de conexión de sistema fotovoltaico
a) configuración con inversor central, b) configuración con microinversores

1.3 Ventajas del Tipo de Configuración por medio de Microinversores

Uno de los puntos para el uso de un sistema fotovoltaico con microinversores es cuestionar, si este método es más costoso que utilizar un sistema fotovoltaico con un inversor central. Debido a que el microinversor se encuentra incorporado a cada estructura de panel solar, la vida útil del microinversor se debe aproximar a la del módulo fotovoltaico. Por esta razón los fabricantes garantizan una vida útil de sus microinversores de 25 años aproximadamente [5].

Además, se compara la seguridad de las configuraciones de los sistemas fotovoltaicos tanto del inversor central como del microinversor. El aspecto de seguridad del sistema fotovoltaico es muy importante no sólo debido a las condiciones peligrosas que podrían resultar, sino también a la posibilidad de presentar grandes pérdidas financieras [5].

Dos aspectos importantes a considerar para sistemas fotovoltaicos son: el peligro de una descarga eléctrica y falla de arco, mostrando que los sistemas fotovoltaicos con microinversores

son más seguros debido a que manejan tensiones y corrientes cc bajos mientras que los sistemas con configuración de inversor central manejan altas tensión y corrientes cc provocados por los arreglos de los paneles solares conectados al inversor [5].

Existen estándares para normalizar los problemas de seguridad en los sistemas fotovoltaicos, como por ejemplo el estándar de circuito de falla de arco fotovoltaico UL1699B, el cual es una sección del Código Eléctrico Nacional (NEC 690), este estándar define los requisitos para sistemas con una tensión cc igual o superior a 80 volts y menos de 1000 volts. Este estándar requiere la instalación de equipos de protección necesarios para garantizar la seguridad del sistema. Por lo tanto, esto hace que aumente aún más el costo de la instalación del sistema fotovoltaico y la complejidad del sistema utilizando el método de inversor central [5].

1.4 **Inversor Z-source**

Existe una topología de un inversor que supera las barreras y limitaciones de los inversores tradicionales, y a la cual se le conoce como inversor Z-source. Esta topología no requiere de un circuito elevador o reductor de tensión adicional, ya que tiene la capacidad de elevar y disminuir el nivel de tensión, tal y como lo hace un circuito Buck-Boost. Este inversor tiene la característica principal de tener un amplio rango de ganancia de tensión. El amplio rango de tensión de salida se debe a su arreglo de impedancias conformado por sus elementos pasivos, esto es, dos inductores y dos capacitores [6].

Además, el inversor Z-source reduce la cantidad de componentes por lo que esto reduciría el costo y por consecuencia se incrementaría la eficiencia (η) a comparación de los inversores tradicionales.

La Fig 1.3, se muestra el diagrama esquemático de la estructura de un inversor Z-source, y se puede observar que en la entrada del inversor se tiene una fuente de tensión en cc conectado a un arreglo de impedancias, para después pasar por la etapa de inversión.

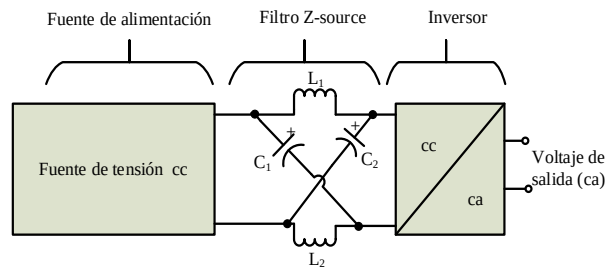


Fig. 1.3 Diagrama esquemático de la estructura general de un inversor Z-source

En los inversores tradicionales se tiene restringido o prohibido provocar a propósito (o accidentalmente) acciones de cortocircuito en las ramas del inversor, ya que esto puede llegar a dañar o destruir los dispositivos semiconductores de potencia. El inversor Z-source puede operar en los estados de cortocircuito sin dañar la integridad de los dispositivos de potencia, esto es posible gracias a su red de impedancia Z-source. Estos estados o intervalos de tiempo, también conocidos como *shoot-through states*, por su definición en inglés, proporcionan la característica única del inversor Z-source de reducir o aumentar la tensión. Para provocar el estado de corto circuito (*shoot-through*) en un inversor se tiene que cerrar los interruptores de una misma rama al mismo tiempo [6].

Para elevar la tensión de un inversor Z-source, se tiene que provocar estados de cortocircuito durante determinado intervalo de tiempo, para esto se utilizan técnicas de modulación para controlar y provocar estos estados de *shoot-through*.

1.5 Sistema Propuesto

Los sistemas de acondicionamiento se conforman por dos etapas de conversión de energía, un convertidor cc-ca y un convertidor cc-cc para elevar la tensión lo suficiente según la aplicación, sin embargo, en ocasiones es necesario más de un convertidor cc-cc, el aumento del número de etapas de conversión de energía reduce la eficiencia del sistema de acondicionamiento del sistema fotovoltaico.

Existen muchas configuraciones para un sistema fotovoltaico, y cada día se buscan nuevas alternativas que mejoren la eficiencia de todo el sistema, en este trabajo se propone realizar un algoritmo de control digital para un microinversor Z-source monofásico. Esta topología fue elegida debido a que esta configuración cuenta con una sola etapa de conversión de energía, la cual se encarga de elevar la tensión de entrada y hacer la conversión de energía de corriente continua a corriente alterna.

En la Fig. 1.4 se muestra el diagrama de bloques del sistema propuesto, en donde la tensión cc de entrada está representado por un panel fotovoltaico conectado a la red de impedancia Z-source, después, pasaría por la etapa de inversión para generar una tensión en corriente alterna y posteriormente realizar la conexión con la red eléctrica.

La etapa del controlador (Fig. 1.4) es la encargada de mantener el sistema dentro de una condición de estabilidad del sistema ante las perturbaciones externas. El trabajo propuesto intenta controlar la tensión de salida por medio de los ajustes del índice de modulación y del ciclo de trabajo de *shoot-through* para así mantener la tensión deseada en la salida, por medio de la lectura continua de la tensión a través del capacitor de la red de impedancia.

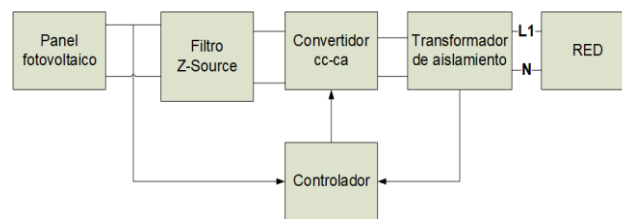


Fig. 1.4 Diagrama de bloques del sistema propuesto.

1.6 Control Digital

Cada vez es más común utilizar controladores digitales en sistemas de control. Gracias a su alta productividad, costo mínimo y la utilización mínima de energía, el control digital ha sido una excelente opción para los sistemas de control en lugar del control analógico. La tendencia actual de controlar sistemas dinámicos en forma digital en lugar de analógico se debe

principalmente a la disponibilidad de computadoras digitales de bajo costo y las ventajas de trabajar con señales digitales en lugar de señales en tiempo continuo.

Los controladores digitales implementados a través de las tecnologías de los microprocesadores como son: los DSP (siglas en inglés de *Digital Signal Processor*) y FPGA (siglas en inglés de *Field-Programmable Gate Array*), están ganando importancia en las aplicaciones de electrónica de potencia, ya que pueden implementar la modulación de ancho de pulso con mejor rendimiento, bajo costo, alta capacidad en la toma de decisiones y flexibilidad. Por lo tanto, las técnicas de control digital son soluciones cada vez más comunes en los convertidores de potencia modernos.

Debido a que se busca realizar un sistema de control aplicado en un microinversor Z-source se propuso la elaboración de un algoritmo de control digital para regular el comportamiento de la salida del microinversor Z-source y obtener el nivel de tensión deseado, manteniendo una buena eficiencia, buscando una opción que necesite el menor costo del proyecto, y mayor facilidad y flexibilidad para aplicar diferentes estrategias de control digital con tan sólo cambiar las instrucciones que recibe el DSP que controla el sistema.

El contenido del trabajo de investigación está conformado por seis capítulos, el capítulo 2 consiste del estado del arte de los convertidores de fuente de impedancia a partir del inversor Z-source, como también las técnicas de modulación, el capítulo 3 presenta el diseño e implementación de un microinversor Z-source en lazo abierto, desde la selección de los elementos pasivos que conforman la red de impedancia, como también la selección del ciclo de trabajo de *shoot-through* y el índice de modulación para obtener el nivel de tensión en corriente alterna deseado en la salida del microinversor. El capítulo 4 presenta el análisis y diseño del microinversor Z-source en lazo cerrado, donde se propone un sistema de control conformado por dos lazos, para controlar el índice de modulación y el ciclo de trabajo de *shoot-through*. El capítulo 5, muestra los resultados de simulación y experimentación del microinversor Z-source presentado y desarrollado en este trabajo de investigación. Por último, el capítulo 6 está dedicado a presentar y discutir las conclusiones del trabajo de tesis

2 Estado del Arte

Con el desarrollo de dispositivos semiconductores, la electrónica de potencia ha desarrollado estrategias que buscan un control de alta precisión y alta eficiencia basada en DSP y FPGA. Las ventajas de estas estrategias son: mejor control de ganancia de tensión en la carga, reduce las pérdidas de energía, permite utilizar algoritmos de control mejorados para obtener una eficiencia óptima, reduce la complejidad al requerir menor cantidad de componentes y obtener mejores características de salida [7].

Los convertidores electrónicos de potencia se dividen en 4 categorías de acuerdo al tipo de conversión que realizan, es decir, en convertidores del tipo ca-cc, ca-ca, cc-cc y cc-ca por medio de éstos se han descubierto un amplio rango de aplicaciones como vehículos eléctricos, generación de energía eléctrica con inyección a la red eléctrica utilizando energías renovables, como energía fotovoltaico o eólica, drivers de motores, dispositivos de consumo, como calefacción y refrigeración, computadoras, sistemas de iluminación, telecomunicaciones fuentes de poder interrumpibles, cargadores de baterías y equipo médico [8].

Los convertidores de corriente continua a corriente alterna también se les conoce como inversores. La función de un inversor es cambiar una tensión de entrada de corriente continua a una tensión en corriente alterna con una magnitud y frecuencia deseados. Por lo general para variar la ganancia de un inversor se utiliza alguna técnica de modulación en particular, como lo es la modulación por ancho de pulso (por sus siglas en inglés, PWM) además también se puede controlar la frecuencia del inversor [9].

Tradicionalmente existen dos tipos de convertidores del tipo cc-ca: inversores de fuente de tensión (alimentada por voltaje) o por su nombre en inglés Voltage Source Inverter (VSI) e inversores de fuente de corriente (alimentada por corriente) o también conocidas por su nombre en inglés Current Source Inverter (CSI). La fuente de alimentación de corriente continua de un inversor del tipo de fuente de tensión puede ser una batería, una celda de combustible, panel fotovoltaico; La Fig. 2.1 muestra el esquemático de un inversor fuente de tensión monofásico,

la etapa de conversión cc – ca está conformado por cuatro MOSFETs en la configuración de puente completo, y es acoplado a una fuente de tensión en corriente continua conectada en paralelo con un capacitor.

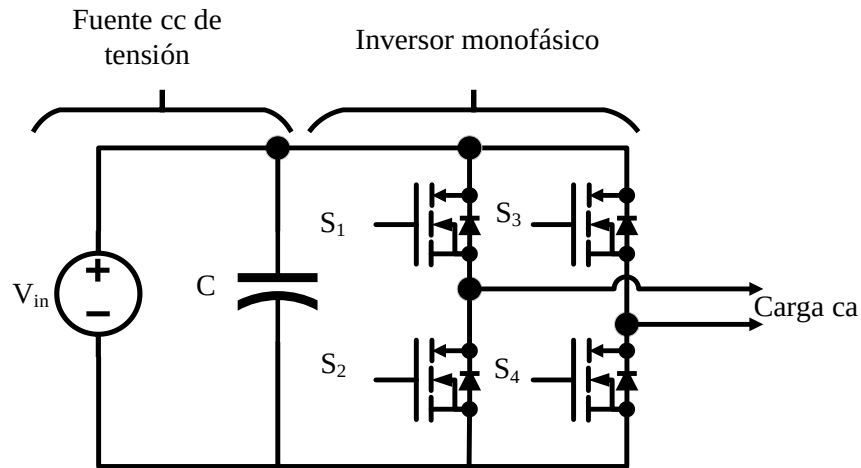


Fig. 2. 1 Topología típica de un inversor monofásico del tipo fuente de tensión (VSI).

Los convertidores de fuente de tensión son ampliamente utilizados, sin embargo, tienen las siguientes barreras y limitaciones [6]:

1. La magnitud de la tensión ca de salida del inversor no puede ser más grande que la magnitud de la tensión cc de entrada, por lo tanto, el inversor de fuente de tensión es un inversor reductor de tensión. En el caso, que la tensión ca de salida no sea lo suficientemente grande, es necesario agregar un convertidor cc-cc extra para aumentar la tensión cc de entrada del inversor y lograr obtener la tensión ca de salida deseada. El convertidor cc-cc extra tiene como desventaja el aumento del costo del sistema y que disminuya la eficiencia del sistema [6].
2. Los interruptores de una misma rama no pueden ser activados simultáneamente, si esto llegara a ocurrir se provocaría el estado *shoot-through* el cual es un cortocircuito en la rama donde se activaron los interruptores y este problema

podría dañar o hasta destruir el dispositivo. Para evitar este problema se programa un tiempo muerto en la activación de los interruptores, sin embargo, este tiempo muerto provee una distorsión extra en la forma de onda de la salida [6].

3. Un filtro LC es necesario para obtener una tensión senoidal en la salida del inversor el cual causa pérdidas adicionales y un control más complejo [6].

La estructura de un convertidor fuente de corriente consiste en una fuente de corriente constante que alimenta a un circuito convertidor principal. La Fig. 2.2 muestra el esquemático de un inversor monofásico, el circuito principal (convertidor cc-ca) está conformado por 4 MOSFETs con la configuración de puente completo, y es alimentado por una fuente de corriente constante.

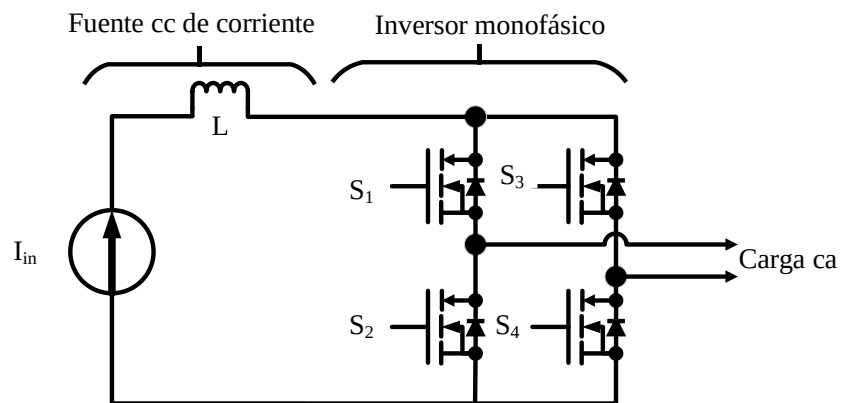


Fig. 2. 2 Topología típica de un inversor monofásico del tipo fuente de corriente (CSI).

La fuente de alimentación de un inversor fuente de corriente puede ser un inductor conectado en serie con una fuente de tensión cc como por ejemplo una batería, celdas de combustible o un panel fotovoltaico. Sin embargo, el convertidor de fuente de corriente tiene los siguientes barreras y limitación [6]:

1. La tensión ca de salida de un inversor de fuente de corriente es más grande que la tensión cc de entrada que alimenta el inductor de la entrada cc. Por lo tanto, un inversor de fuente de corriente es un inversor de aumento de tensión.
Para aplicaciones donde el rango de tensión de salida no alcanza el nivel deseado, un convertidor cc-cc adicional, es necesario. Esta etapa de conversión adicional disminuye la eficiencia del sistema y aumenta su costo [6].
2. Al menos uno de los interruptores superiores y uno de los interruptores inferiores tienen que estar activados y mantenerse activados en cada momento. De lo contrario, se produciría un circuito abierto del inductor que alimenta al circuito principal y podría dañar o hasta destruir el dispositivo. Para evitar este problema se programa un tiempo de superposición para una conmutación de corriente segura en el convertidor de fuente de corriente, y esta superposición causa distorsión de la forma de onda [6].

Además, los convertidores de fuente de corriente y fuente de tensión tienen los siguientes problemas en común.

- Ambos pueden ser un convertidor reductor o de aumento, pero no pueden ser un convertidor reductor-aumento (buck-boost). En otras palabras, el rango de tensión de salida que se puede obtener está limitado a un nivel mayor o un nivel menor que la tensión de entrada [6].
- Sus circuitos principales no pueden ser intercambiables. Es decir, ningún circuito principal de un convertidor de fuente de tensión puede ser usado para un convertidor fuente de corriente, ni viceversa [6].
- Ambos son vulnerables a ruido por interferencia electromagnética [6].

2.1 Convertidor de Fuente de Impedancia

2.1.1 Inversor Z-source

El inicio de la era de las topologías de las redes de impedancia Z-source inicia en el 2003 [7]. Con el fin de superar los problemas de los convertidores de fuente de tensión y fuente de corriente tradicionales, el autor Fang Zheng Peng, propone un convertidor de fuente de impedancia y su método de control para implementar convertidores cc-ca, ca-cc, ca-ca y cc-cc [7].

Los inversores de fuente de tensión utilizan un capacitor para acoplar la fuente de alimentación con el circuito principal de conversión de energía, y los inversores fuente de corriente utilizan un inductor para acoplar la fuente de alimentación con el circuito principal. La topología propuesta por Peng consiste en emplear una red de impedancia en lugar del capacitor del inversor de fuente de tensión y el inductor del inversor fuente de corriente [6].

La red de impedancia consiste en una red de dos puertos compuesta por dos inductores L_1 y L_2 y dos capacitores C_1 y C_2 conectados de forma cruzada entre entrada-salida del filtro como se muestra en la Fig. 2.3. Este arreglo de elementos pasivos sirve para proporcionar una fuente de impedancia que acople al convertidor (o inversor) con una fuente de alimentación cc, carga u otro convertidor[6].

El factor de aumento o ganancia del inversor Z-source, B , está relacionada con el ciclo de trabajo del estado de operación *shoot-through*, y se expresa en (2.1)

$$B = \frac{1}{1 - 2D_s} \quad (2.1)$$

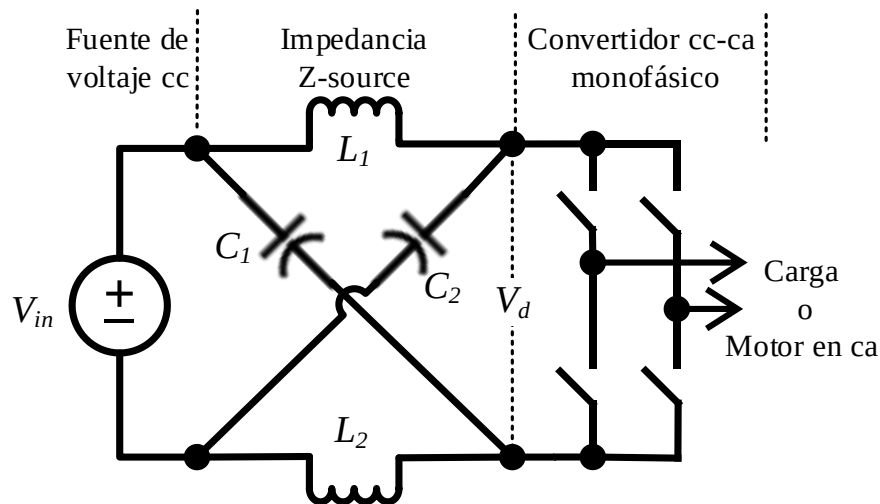


Fig. 2.3 Topología típica de un inversor monofásico tipo Z-source.

El inversor Z-source tiene dos modos de operación:

- Modo *Shoot-through*:

A diferencia de los inversores fuente de tensión, el inversor Z-source tiene un estado de operación extra, se le conoce como estado *shoot-through*. Este estado le otorga la capacidad de elevar la tensión del inversor y comportarse como un inversor *Buck-Boost*. El modo *shoot-through* es provocado por medio del algoritmo generador del patrón PWM.

- Modo *Non-Shoot-through*:

En este estado, el inversor opera como un inversor fuente de tensión tradicional, y por medio de la conmutación de los interruptores circula una corriente a través de una carga, el puente inversor se puede considerar como una fuente de corriente equivalente.

Para desarrollar una técnica de modulación para el inversor Z-source se tienen que controlar los dos modos de operación (*shoot-through* y *non-shoot-through*), el inversor Z-source utiliza los estados *shoot-through* para elevar el nivel de tensión y alcanzar el nivel de tensión de salida deseado, cuando el nivel tensión es lo suficientemente grande, el inversor opera en estado *non-shoot-through*. Para generar los estados *non-shoot-through* de un inversor Z-source, se puede utilizar cualquier técnica de modulación para un inversor fuente de tensión. En otras palabras, los patrones de pulsos PWM de un inversor Z-source se pueden generar a partir de una técnica de modulación de un inversor fuente de tensión añadiendo los estados *shoot-through*.

Limitaciones

- Ganancia limitada. El índice de modulación del inversor Z-source disminuye conforme al aumento de la ganancia del circuito, provocando que la calidad de la potencia de salida se vea afectada negativamente [10]
- Alto sobreimpulso en la corriente de entrada, durante el arranque que puede destruir los dispositivos [11]
- Alto sobreimpulso en la tensión de los capacitores y corriente de los inductores de la red de impedancia Z-source durante el arranque el inversor [11]
- La corriente de entrada es discontinua cuando opera con los estados *shoot-through* [12]
- Hay diferentes tierras para la fuente de alimentación y el inversor [13].
- Son requeridos capacitores de alta tensión, los cuales incrementan el costo y volumen del sistema [12]
- Alto nivel de estrés de voltaje a través de los interruptores [14]

Con el paso del tiempo, otras topologías como el inversor quasi-Z-source, el inversor Z-source mejorado, etc, han sido implementadas para mejorar las limitaciones del inversor Z-sources y hacerlo más adecuado para las aplicaciones de energía renovable.

2.1.2 Inversor Quasi Z-source

Para superar los defectos del inversor Z-source clásico y mejorar el desempeño del inversor, J. Anderson y F. Z. Peng implementan el diseño de cuatro nuevos inversores quasi-Z-Source [1]. Esta topología cuenta con la misma cantidad de componentes pasivos como el inversor Z-source tradicional y su factor de aumento es también el mismo expresado por (2.1) [15].

El inversor quasi-Z-source independientemente de la estrategia de control utilizada, tiene tres estados de operación: modo activo, modo shoot-through y modo discontinuo, el modo activo y shoot-through operan de la misma manera que el inversor Z-source. El modo discontinuo no es controlable, sin embargo, para propósitos de análisis se asume que los valores de los inductores son bastante grandes para despreciar los modos de operación discontinuos [15].

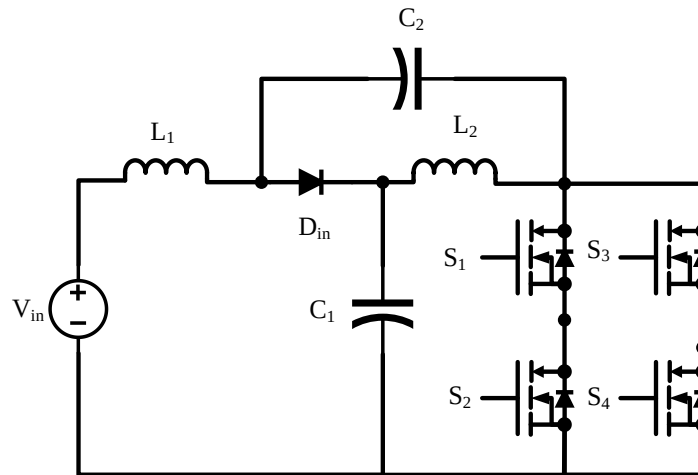


Fig. 2.4 Topología de un inversor monofásico red de impedancia Quasi-Z-source.

Las ventajas del inversor quasi-Z-source son las siguientes:

1. Reducción del tamaño de los componentes pasivos [16].
2. Ha mejorado los perfiles de entrada [16].
3. Baja corriente de estrés en los inductores comparado con ZSI [15].

4. La tensión de entrada y la tensión de salida comparten la misma tierra y la operación la corriente es en modo continuo [16].
5. Corriente cc constante y continua hace al inversor Quasi-Z-source apropiado para aplicaciones fotovoltaicas [16].

Limitaciones:

1. Tensión de estrés en el capacitor C_1 alto.
2. El ciclo de trabajo de shoot-through será siempre menos que 0.5 [10].
3. El inversor quasi-Z-source no es adecuado para exigirle una ganancia muy alta.

2.1.3 Inversor Z-source con Inductor Conmutado

Las técnicas que buscan mejorar la conversión de energía cc-cc, como por ejemplo, capacitor conmutado, inductor conmutado o un híbrido de ambos, son usadas para conseguir altas capacidades de aumento de ganancia en topologías sin transformador y en cascada. El principal objetivo es alcanzar una alta eficiencia, alta densidad de potencia, y estructuras simples. Por lo tanto, la combinación con el inversor Z-source y las técnicas avanzadas de mejora de conversión de energía cc-cc podrían ser una buena solución para mejorar el desempeño de los inversores de tipo de impedancia y promoviendo sus futuras aplicaciones industriales [10].

La topología del inversor Z-source con inductor conmutado se muestra en la Fig. 2.5, esta topología es totalmente diferente de cualquier otra topología del inversor Z-source, desde el punto de vista de la estructura y principios de operación. La estructura modificada de un inversor Z-source con un inductor conmutado es propuesta por M. Zhu [10].

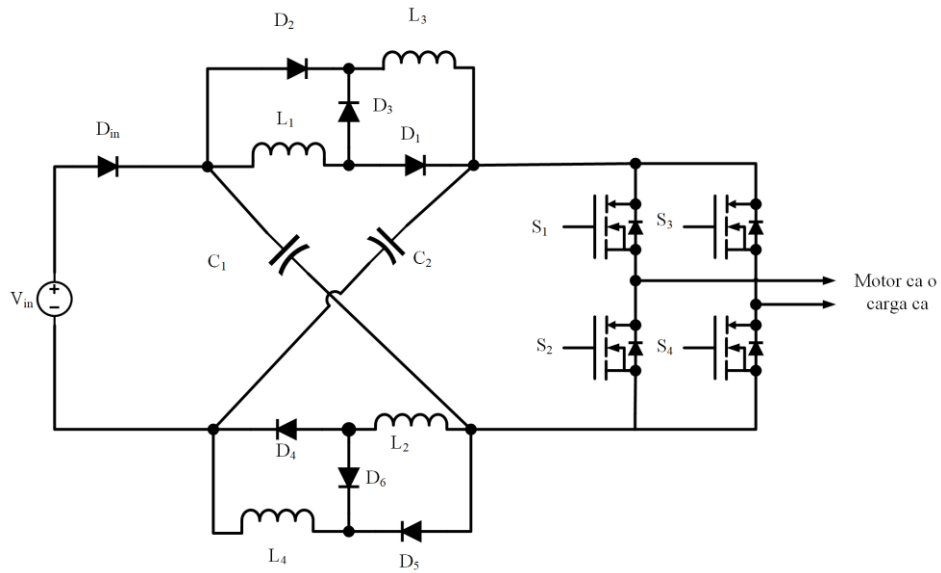


Fig. 2.5 Topología de un inversor monofásico red de impedancia Z-source con inductor conmutado.

El inversor Z-source con inductor conmutado tiene un inductor conmutado único, por el cual se le atribuye el nombre. La red de impedancia del inversor Z-source con inductor conmutado está conformado por dos capacitores (C_1 y C_2) y cuatro inductores (L_1 , L_2 , L_3 y L_4) junto con seis diodos (D_1 , D_2 , D_3 , D_4 , D_5 y D_6). La operación de los inductores conmutados de la parte inferior y de la parte superior son puestos en operación por la combinación de L_2 - L_4 - D_2 - D_4 - D_6 y L_1 - L_3 - D_1 - D_3 - D_5 respectivamente. La energía es almacenada en los capacitores y es transferida al bus de enlace cc, por la combinación de los dos grupos de inductores conmutados anteriormente mencionados, mediante la correcta acción de conmutación de los interruptores del convertidor cc-ca [10].

Las características principales se mencionan a continuación:

1. Se mantiene la estructura en forma de X [10].
2. Solo seis diodos y dos inductores son agregados en comparación al inductor Z-source original [10].
3. El factor de aumento de la tensión aumentó y es expresado por (2.2) [10].
4. El principio de operación de la red de impedancia del inversor Z-source con inductor conmutado es similar al principio de operación del inversor Z-source original [10].

5. Puede ser ampliamente utilizado para aplicaciones de generación de energía. Además, los conceptos de la red de impedancia SL Z-source pueden ser aplicadas en otros tipos de convertidores los cuales serán un beneficio para las aplicaciones de ingeniería que utilizan inversores de tipo de impedancia [10].

$$B = \frac{1 + D}{1 - 3D} \quad (2.2)$$

Ventajas

1. Se incrementó la habilidad de aumento de tensión de la inversión [10].
2. Se requieren disparos de baja duración en estado shoot-through para rangos de alta tensión.
3. Esta topología mejora la calidad de la potencia de energía.
4. El ciclo de trabajo puede ser superior a 0.5.

Limitaciones

1. Mayor estrés a través de los componentes por alta tensión y corriente.
2. Se requiere mayor cantidad de componentes pasivos y diodos de conmutación los cuales incrementan las pérdidas y decremanta la eficiencia [13].
3. Alta corriente de entrada y problemas de resonancia en el arranque [13].
4. No comparte la misma tierra entre la fuente de alimentación cc y el convertidor [13].
5. No puede suprimir la corriente de entrada y la resonancia introducida por los inductores y los capacitores de la red de impedancia Z-source, y el pico de voltaje y corriente resultante puede destruir el dispositivo [13].

El problema de la corriente de entrada de arranque del SL-ZSI se produce porque la tensión inicial a través de los condensadores de la red de impedancia Z-source es cero, una corriente de entrada enorme fluye hacia el diodo D_{in} y los condensadores de la fuente Z, esta corriente carga los condensadores inmediatamente a $V_{in}/2$. Luego, los inductores y condensadores de la red de impedancia Z-source resuenan, generando los picos de corriente y tensión [13].

2.1.4 Inversor Quasi-Z-source con Inductor Conmutado

El inversor quasi-Z-source con inductor conmutado o SL-qZIS (siglas en inglés de *Switched Inductor quasi-Z-Source Inverter*) fue propuesto por Minh-Khai en el 2011, el SL-qZIS busca aprovechar las ventajas del inversor quasi-Z-source y el inversor Z-source con inductor conmutado[2]. La Fig. 2.6 muestra la topología del SL-qZIS conformado por tres inductores (L_1 , L_2 y L_3), dos capacitores (C_1 y C_2) y cuatro diodos (D_{in} , D_1 , D_2 y D_3). El principio de operación del inversor es similar al inversor Z-source original y para cuestiones de análisis los estados de operación se simplifican a los estados *shoot-through* y *non-shoot-through* [13].

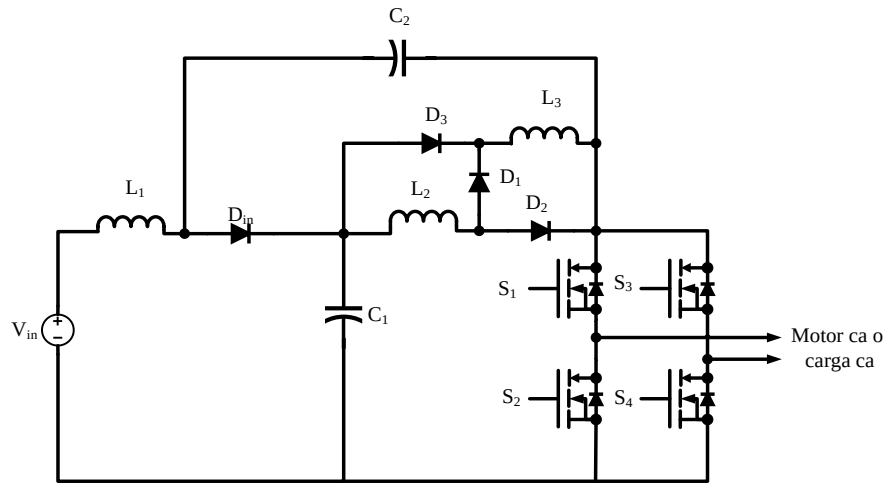


Fig. 2.6 Topología de un inversor monofásico red de impedancia quasi-Z-source con inductor conmutado.

El modo de operación *non-shoot-through* de SL-qZIS los inductores L_2 y L_3 son conectados en serie y estos descargan su energía a través de una carga o motor. En el modo de operación *shoot-through* los inductores L_3 y L_2 son cargados por el capacitor C_1 en paralelo, mientras que L_1 se carga con C_2 y la fuente cc de alimentación de entrada [15]. El inversor quasi Z-source con inductor conmutado es aplicable para celdas de combustible, aplicaciones fotovoltaicas, donde una baja tensión de entrada en corriente continua se convierte a una tensión más alta en corriente alterna y su factor de aumento de esta topología está dado por (2.3)

$$B = \frac{1 + D}{1 - 2D - D^2} \quad (2.3)$$

Ventajas

1. La corriente de entrada es continua [13].
2. Reduce la cantidad de elementos pasivos en comparación del inversor Z-source con inductor conmutado [13].
3. Reduce el voltaje de estrés en los capacitores [13].
4. Suprime la alta corriente de arranque la cual es peligrosa para algunos dispositivos [13].
5. Corriente de estrés más bajo en los inductores y diodos en comparación al inversor quasi-Z-source [13].
6. Corriente más baja en el estado de shoot-through [13].

Limitaciones

1. El factor de aumento es más bajo que la topología del inversor Z-source con inductor conmutado.
2. Produce oscilaciones en la tensión de los capacitores [13].
3. El número de componentes requeridos sigue siendo alto en comparación con el inversor Z-source original.

2.1.5 Inversor Z-source Mejorado

El inversor Z-source mejorado propuesto por Y. Tang, S. Xie y C. Zhang en el 2011 [15][17], para superar las limitaciones del inversor Z-source original, utiliza exactamente los mismos elementos que en el inversor Z-source original. La Fig. 2.7 muestra la estructura del inversor Z-source mejorado, la diferencia es que la posición del puente inversor y el diodo se intercambia y su dirección de conexión se invierte. La polaridad de voltaje de los capacitores de

la red de impedancia del inversor Z-source mejorado mantiene la misma polaridad de voltaje de entrada; por lo tanto, el voltaje de estrés del capacitor se reduce considerablemente [17].

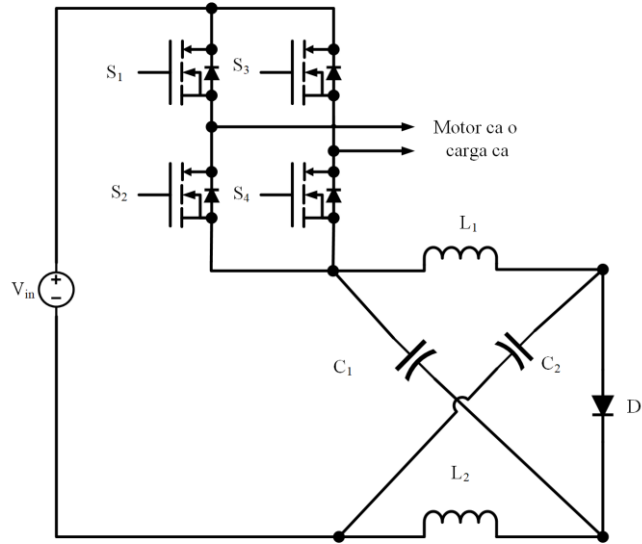


Fig. 2.7 Topología de un inversor monofásico red de impedancia Z-source mejorado.

Similar que el inversor Z-source original se cuenta con dos estados de operación, el estado shoot-through y el estado *non-shoot-through*. En la topología del inversor Z-source mejorado, en el estado de *non-shoot-through*, el lado inversor puede ser representado como una fuente de corriente, donde este estado de operación puede proveer la capacidad de realizar un arranque suave. Si el ciclo de trabajo de shoot-through es igual a cero, la tensión del capacitor de la red de impedancia V_{C1} o V_{C2} es igual a cero. Cuando el convertidor está en estado de arranque suave, V_{C1} o V_{C2} es naturalmente cero, pero, si se controla el ciclo de trabajo de shoot-through de tal manera que incremente gradualmente V_{C1} o V_{C2} también incrementará gradualmente desde cero logrando obtener un arranque suave en el inversor. Pero esto no es posible en el caso de la topología tradicional [17].

El factor de aumento del inversor Z-source mejorado se describe en (2.4) y se puede observar que es el mismo factor de aumento que la topología del inversor Z-source original [11].

$$B = \frac{1}{1 - 2D} \quad (2.4)$$

Ventajas:

1. Reduce el voltaje de estrés en los capacitores.
2. Suprime el rizo de corriente.
3. La resonancia de los inductores y capacitores de la red de impedancia del inversor son suprimidos.

Limitaciones:

1. No es útil para niveles de tensión de entrada cc bajos ya que su factor de aumento es todavía bajo.
2. La corriente de entrada es todavía discontinua.

A lo largo de las topologías de inversor Z-source, se ha establecido que el inversor Quasi Z-source con inductor conmutado tiene el mejor desempeño. Tiene clasificaciones de componentes más bajas, corriente de entrada continua y mejor calidad de potencia de salida debido a un índice de modulación más alto, convirtiendo a esta topología en una buena opción para aplicaciones en el campo de energía renovables [15].

2.2 Modulación del Inversor Z-source

Debido a que el inversor Z-source tiene la característica principal de ser un inversor buck-boost sin la necesidad de agregar una etapa de conversión cc-cc adicional, se ha considerado como una alternativa para la conversión de energía. Para que el inversor obtenga la tensión ca de salida y frecuencia deseado, es importante utilizar la técnica de modulación adecuada [9].

P. C. Loh muestra como las estrategias de conmutación PWM para inversores fuente de tensión agregando algunas modificaciones sirven para conmutar al inversor Z-source [3]. Para

este trabajo se considera solamente a los inversores fuente de tensión debido a las limitaciones que tienen los inversores fuente de corriente.

El inversor Z-source fuente de tensión es capaz de operar en todos los estados de conmutación de un inversor fuente de tensión convencional, los estados de operación de un inversor fuente de tensión son: activos (cuando se obtiene una tensión en la salida finito) y nulos (cuando la tensión de salida es cero). Pero a diferencia de los inversores fuente de tensión convencionales, donde es necesario agregar tiempos muertos para evitar que los interruptores de una misma rama no se activen al mismo tiempo y prevenir un cortocircuito que podría llegar a dañar o destruir a todo el inversor. El inversor Z-source permite que los dos interruptores de una misma rama estén activados y por medio de este cortocircuito le da la característica de ser un inversor buck-boost, estos estados se les conoce como estados *shoot-through* [18].

Cuando ocurre el estado *non-shoot-through* ya sea activo o nulo, la corriente fluye de la red de impedancia Z-source hacia la carga ca conectada, y en este estado se puede representar el lado inversor como una fuente de corriente equivalente durante el tiempo que dura el estado de *non-shoot-through* [14], mientras que los estados de *shoot-through* se encarga de introducir el factor de aumento al inversor Z-source.

La Fig. 2.8 muestra el diagrama esquemático de la estructura de inversor Z-source monofásico, y los estados de operación del inversor Z-source son mostrados en la Tabla 2.1. Es importante reconocer que los estados nulos y activos son los estados de conmutación de un inversor fuente de tensión y los estados *shoot-through* son exclusivos del inversor Z-source. Se puede observar en la Tabla 2.1 que el estado de *shoot-through* ocurre cuando dos interruptores de una rama o los cuatro interruptores de ambas ramas de la configuración de puente completo son activados al mismo tiempo.

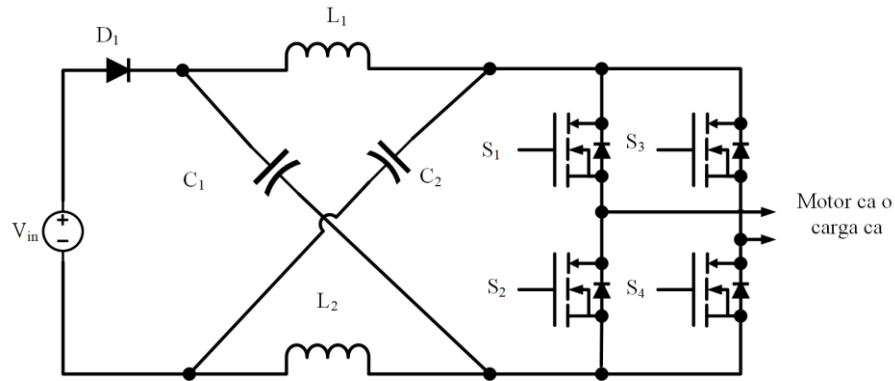


Fig. 2.8 Diagrama esquemático de la estructura de inversor Z-source con topología puente completo.

Tabla 2.1 Estados de operación de un inversor Z-source.

Estado (Tensión de salida)	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄
Activo (finito) {10}	1	0	0	1
Activo (finito) {01}	0	1	1	0
Nulo (0 V) {00}	0	1	0	1
Nulo (0 V) {11}	1	0	1	0
Shoot-through H1 (0 V) {ST}	1	1	S ₃	NOT(S ₃)
Shoot-through H2 (0 V) {ST}	S ₁	NOT(S ₁)	1	1
Shoot-through H3 (0 V) {ST}	1	1	1	1

Cuando ocurre un estado *shoot-through*, la tensión de los capacitores es elevado, pero la tensión de salida se mantiene en cero volts, similar que en un estado nulo. Por lo tanto, para un ciclo de conmutación, se insertan estados *shoot-through* dentro de los intervalos nulos, mientras los intervalos de estado activo se mantienen constantes, esto no alterará el promedio normalizado de volts por segundo de cada ciclo de conmutación [18].

Esta estrategia permite utilizar los métodos de modulación por ancho de pulso para inversores fuentes de tensión convencionales agregándoles pequeñas modificaciones para introducir los estados *shoot-through* y así, obtener un método de modulación para el inversor Z-source.

En la Fig. 2.9 se muestra la comparación de la técnica de conmutación de un inversor fuente de tensión convencional y el inversor Z-source, y se muestra el estado de operación tanto del inversor convencional como del inversor Z-source que se muestran en la Tabla 2.1. Para la modulación de un inversor fuente de tensión convencional, se producen dos transiciones de estado por ciclo de conmutación (por ejemplo, Nulo {00} $\rightarrow$ Activo {10} $\rightarrow$ Nulo {11}). Para la modulación del inversor Z-source se agregan estados *shoot-through* manteniendo el intervalo del estado activo constante y centrado dentro de cada periodo de conmutación para mantener los beneficios armónicos.

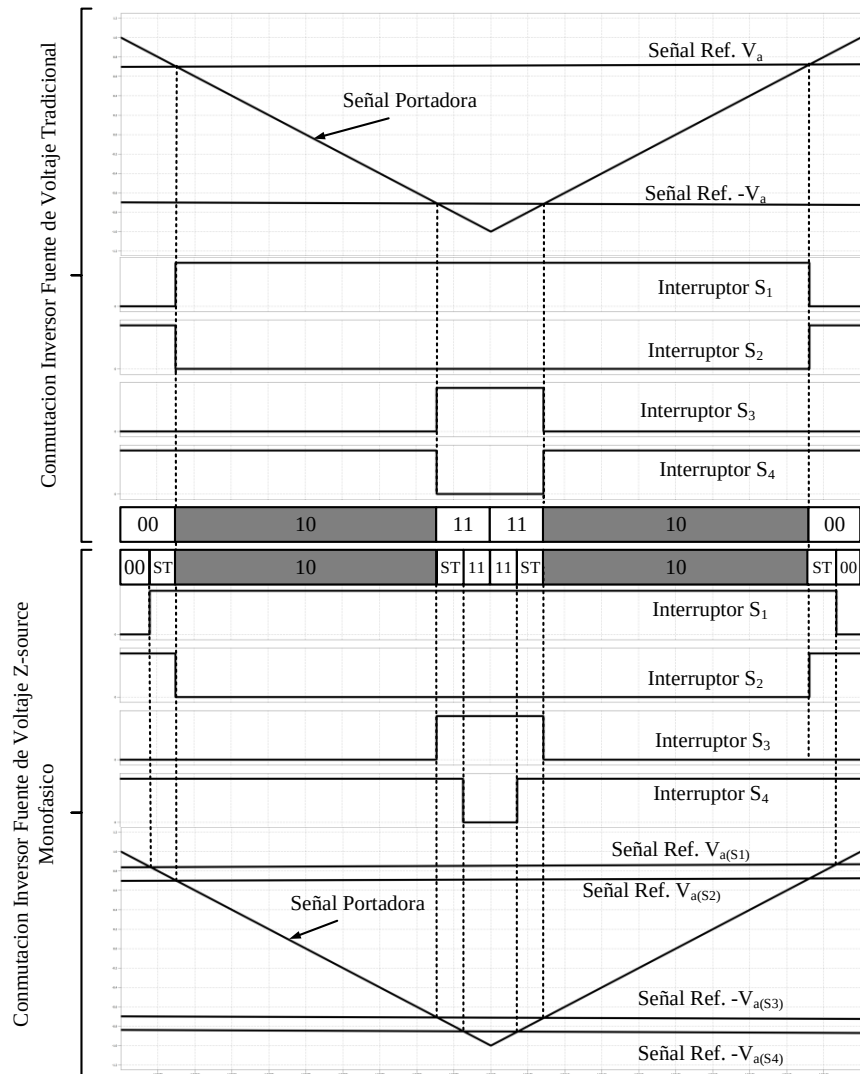


Fig. 2.9 Técnicas de modulación de un inversor tradicional y un inversor Z-source.

Los intervalos *shoot-through* ubicado a los costados del estado activo como se observa en la Fig. 2.9 deben de tener los mismos intervalos de tiempo para reducir el tamaño de los inductores de la red de impedancia [18].

1.1.2 Implementación Basada en Portadora

Para la conmutación de un inversor fuente de tensión convencional, generalmente se utiliza el método PWM senoidal, el cual consiste en comparar una señal portadora (V_{tri} , señal triangular) y dos señales de referencia (V_{ref} y $-V_{ref}$). La frecuencia de V_{tri} , define la frecuencia de conmutación del inversor, la cual es la frecuencia con la que los interruptores conmutan, y V_{ref} es una señal senoidal que se utiliza para modular la relación de trabajo del interruptor y tiene una frecuencia, f_1 , que es la frecuencia fundamental de la tensión ca de salida inversor.

La relación de modulación de amplitud, M_a , es representada por (2.5)

$$M_a = \frac{\hat{V}_{ref}}{\hat{V}_{tri}} \quad (2.5)$$

donde $\hat{V}_{ref}$ es la amplitud pico de la señal de referencia y $\hat{V}_{tri}$ es la amplitud de la señal triangular.

Con esta técnica de modulación cada una de las ramas del puente completo son controladas por una señal de referencia, En la Fig. 2.10 se muestra el diagrama esquemático de la topología del puente completo de un inversor convencional, la rama A es controlada por la comparación de V_{ref} con V_{tri} , y la rama B es controlada por la comparación de $-V_{ref}$ y V_{tri} , la Fig. 2.11 muestras la técnica de modulación y la operación de los cuatro MOSFETs que conforman al inversor monofásico.

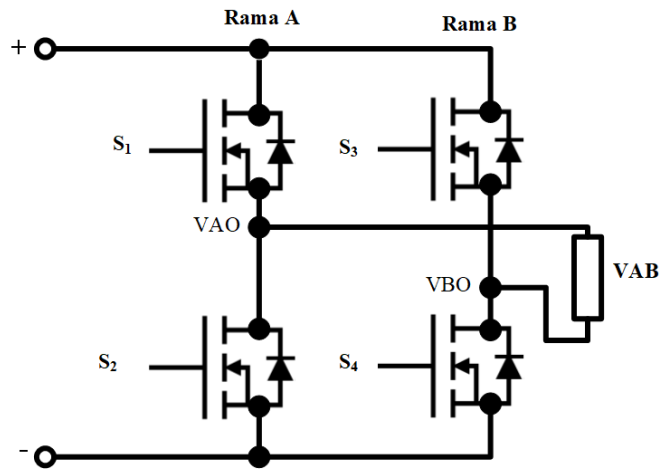


Fig. 2.10 Diagrama esquemático de la estructura típica de un puente completo de un inversor monofásico.

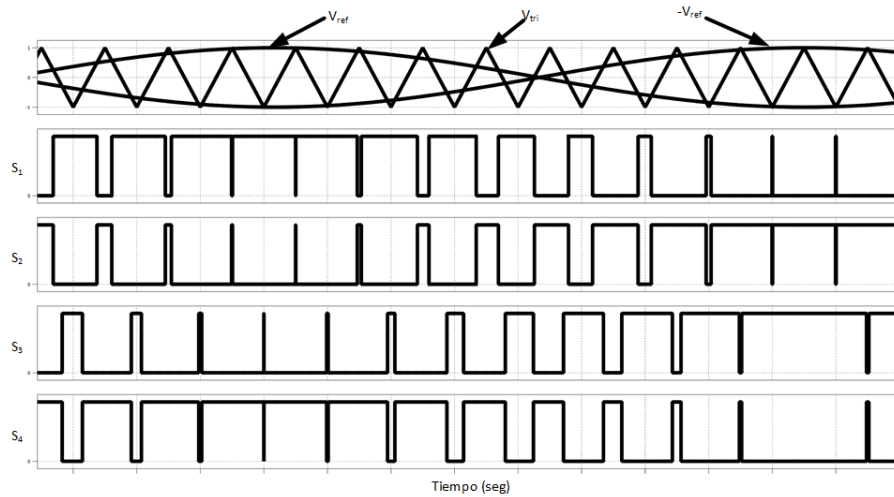


Fig. 2.11 Técnica de modulación SPWM tradicional y patrones de pulsos de los 4 interruptores.

Para la modulación por ancho de pulso de un inversor Z-source utilizan estrategias PWM de inversores convencionales agregándoles los estados de *shoot-through* sin afectar los intervalos de tiempo del estado activo. Fang Zheng Peng, desarrolla el método de aumento de tensión simple (simple boost control). La estrategia consiste en agregar los estados de *shoot-through* por medio de dos señales constantes con signo contrario comparadas cada una con una señal triangular como se observa en la Fig. 2.12.

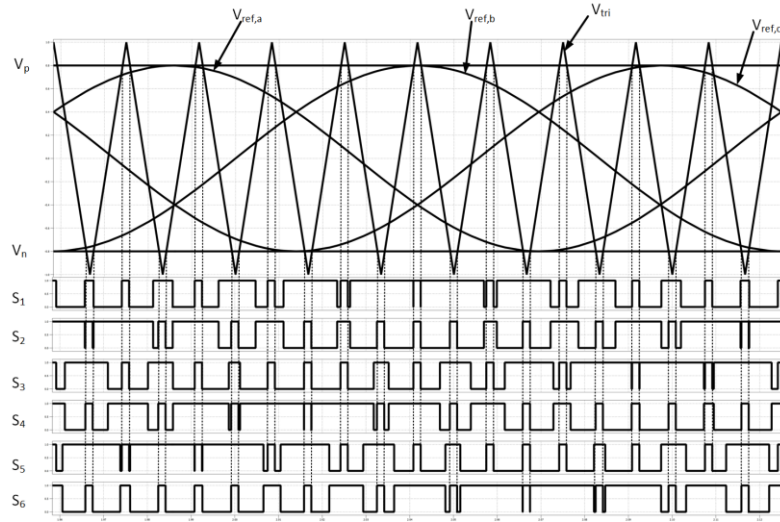


Fig. 2.12 Técnica de modulación de aumento de tensión simple y señales de conmutación de un inversor trifásico.

Para la estrategia de control de aumento de tensión simple, el ciclo de trabajo de *shoot-through* decrece conforme incrementa el índice de modulación, M_a , de esta manera, el ciclo de trabajo máximo que puede operar el estado de *shoot-through* está limitado a $1-M_a$, de este modo, cuando se tenga una $M_a = 1$, el ciclo de trabajo de *shoot-through* será igual a cero. La Fig. 2.13 muestra la relación entre la ganancia de tensión con respecto al índice de modulación, M_a , la línea gruesa representa la ganancia máxima que se puede obtener con el máximo ciclo de trabajo de *shoot-through*, y el área sombreada muestra toda el área que puede operar la técnica de control de aumento de tensión simple [14][6].

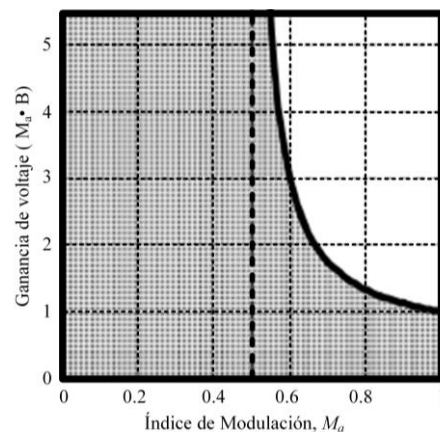


Fig. 2.13 Relación de ganancia con respecto al índice de modulación de un inversor Z-source.

La tensión de estrés a través de los dispositivos de conmutación con respecto a la ganancia del inversor es representada por (2.5) y la Fig. 2.14 muestra la gráfica de la relación del estrés del capacitor con respecto a la ganancia mediante la técnica de aumento de tensión simple. Con el método de aumento de tensión simple, el voltaje de estrés a través de los interruptores es muy alta, lo que limita la ganancia de tensión obtenible a la limitación de las características del dispositivo [14].

$$\text{Voltaje de estrés} = (2G - 1)V_o \quad (2.5)$$

donde, G , representa la ganancia y, V_o , representa el nivel de tensión de salida del inversor.

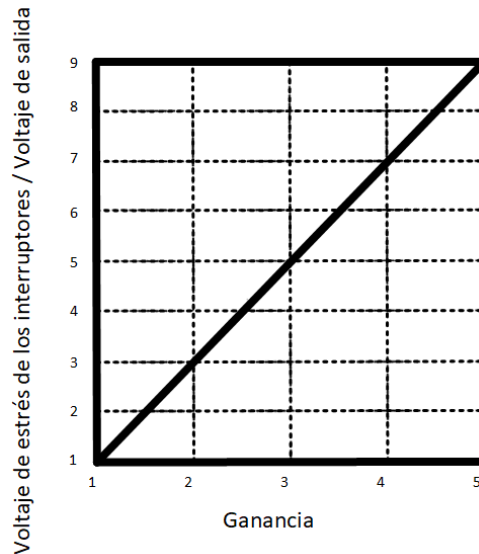


Fig. 2. 14 Relación del estrés del capacitor con respecto a la ganancia mediante la técnica de aumento de tensión simple.

Existe otra técnica de modulación para el inversor Z-source desarrollada por Fang Zheng Peng, que busca superar las limitaciones del control de aumento de tensión simple, para lograr esto, lo que se necesita es maximizar el índice de modulación, M_a , y minimizar el factor de aumento de tensión, B . Por otro lado, también se busca aprovechar el máximo valor de B , para cualquier índice de modulación y lograr la máxima ganancia de tensión [14]. La Fig. 2.15, muestra la estrategia de control de máximo aumento de tensión, el objetivo principal de esta

estrategia es no afectar los estados activos y convertir todos los estados cero (“0”) en estados *shoot-through*. De esta manera se obtiene el máximo tiempo que dura el *shoot-through* para cualquier índice de modulación, M_a , sin distorsionar la forma de onda [14].

El factor de aumento es representado por (2.6) y con esta estrategia de control, la ganancia de tensión puede ser determinada por el índice de modulación, M_a .

$$B = \frac{1}{1 - 2\frac{T_0}{T}} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}M_a - \pi} \quad (2.6)$$

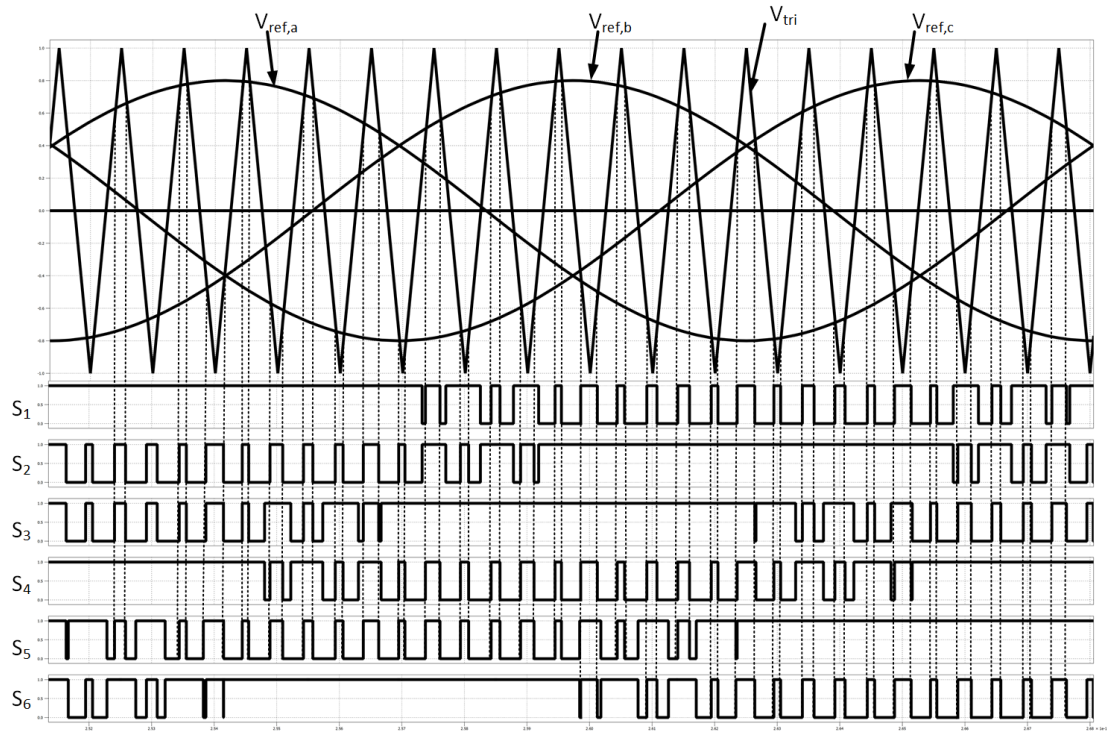


Fig. 2.15 Técnica de modulación y patrones de pulsos del método de control de aumento máximo de tensión.

La Fig. 2.16 muestra la relación de la ganancia con respecto al índice de modulación con la estrategia de control de aumento máximo de tensión. El área sombreada es la región de operación del inversor, y en comparación con la técnica de ganancia simple de tensión, esta estrategia tiene más amplia el área de operación. Sin embargo, se puede utilizar un índice de

modulación, M_a , más amplio, debido a que se tienen un factor de aumento más grande con un ciclo de trabajo de *shoot-through* más pequeño y además el voltaje de estrés en los interruptores es menor [14].

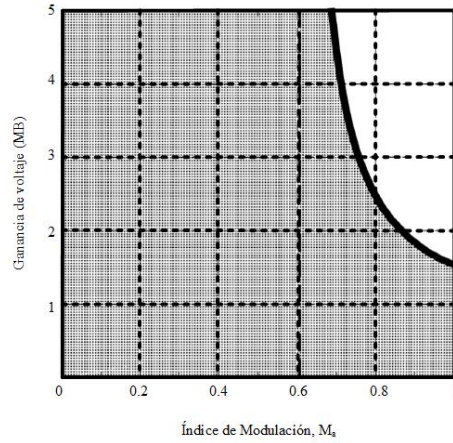


Fig. 2. 15 Relación de ganancia con respecto al índice de modulación utilizando la técnica.

Con el propósito de reducir el volumen y el costo de la red de impedancia Z-source, se necesita eliminar la corriente de rizo de baja frecuencia mediante el uso del ciclo de trabajo de *shoot-through* de lo contrario se necesitaría de inductores muy grandes para eliminar este rizo. La Fig. 2.17 muestra el método de control de aumento máximo de tensión constante desarrollada por Shima Rashidi Aghdam, el cual logra la ganancia máxima de tensión mientras se mantiene el ciclo de trabajo de *shoot-through* constante [19].

Shima Rashidi Aghdam desarrolla su análisis para un inversor Z-source trifásico donde hay tres señales de referencia V_a , V_b y V_c ; y dos señales envolventes V_n y V_p , si la señal triangular es más alta que la señal envolvente de disparo superior V_p o cuando la señal triangular es menor que la señal envolvente V_n , se provocaría el estado *shoot-through*, mientras que el inversor conmuta de la misma manera que en el control PWM tradicional basado en la señal portadora. El factor de impulso determinado por el ciclo de trabajo de *shoot-through*, el ciclo de trabajo *shoot-through* debe mantenerse igual de un ciclo de conmutación a otro para mantener un impulso constante. El objetivo de esto es maximizar el factor de aumento, B , mientras lo

mantiene constante todo el tiempo, las curvas envolventes son periódicas y son tres veces la frecuencia de salida fundamental [19].

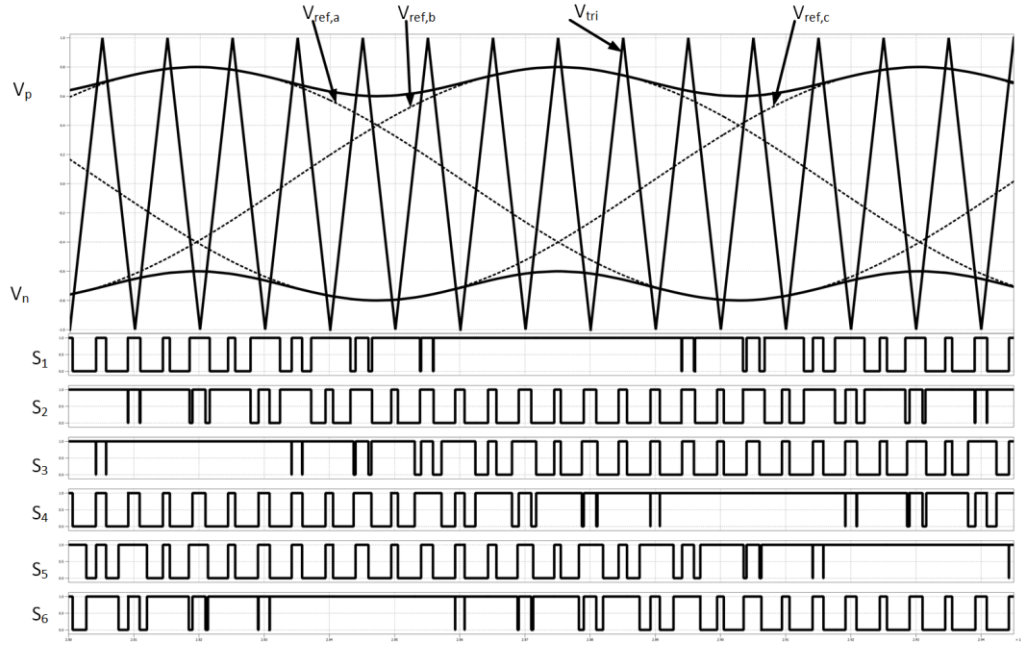


Fig. 2.16 Técnica de modulación aumento máximo de ganancia de tensión y sus señales de conmutación

La Fig. 2.18 muestra la relación entre la ganancia de tensión y el índice de modulación M_a , la ganancia de voltaje se vuelve infinita cuando M_a decrementa a 0.5773 [19].

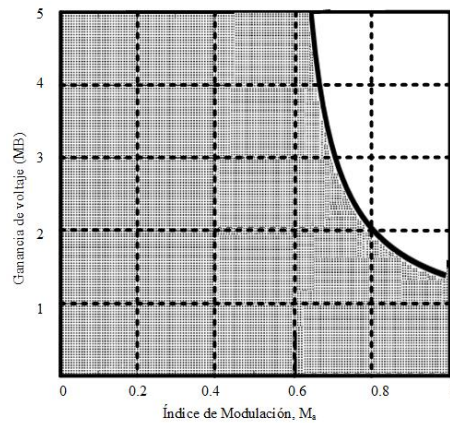


Fig. 2.17 Relación de ganancia con respecto al índice de modulación, M_a utilizando la técnica aumento máximo constante de ganancia de tensión B .

El método de control de aumento máximo constante de ganancia de tensión requiere la inductancia y capacitancias mínimas debido a que la corriente del inductor y la tensión del capacitor no contienen ondas de baja frecuencia asociadas con la tensión de salida, lo que reduce el costo, el volumen y el peso de la red de impedancia Z-source [19].

2.3 Control en Lazo Cerrado de un Inversor Z-source

Con el propósito de lograr un buen desempeño para el control del inversor Z-source, Q. Tran desarrolló una estrategia de control en lazo cerrado que consiste en dos lazos de control. El primer lazo de control consiste en manipular el lado de corriente continua, manipulando la tensión del capacitor de la red de impedancia, e indirectamente se estará controlando la ganancia del circuito para que la tensión de enlace cc sea lo suficientemente grande. El segundo lazo se encarga de controlar la operación de conversión cc-ca y obtenga la tensión ca de salida deseado según la señal de referencia del lazo de control [20].

La Fig. 2.19 muestra el diagrama a bloques del sistema de control en lazo cerrado de un inversor Z-source, el cual consiste de dos lazos de control: uno que se encarga del control de la ganancia utilizando un método de linealización y, el otro lazo se encarga de la tensión ca de salida. A través de la simulación y experimentación Q. Tran demostró que su sistema de control tiene una respuesta transitoria aceptable, frente a perturbaciones en la tensión del capacitor del lazo de control de la ganancia, y perturbaciones en la tensión de salida ca, incluso también ante una caída del 40% en la tensión de entrada (100V a 60V) [20].

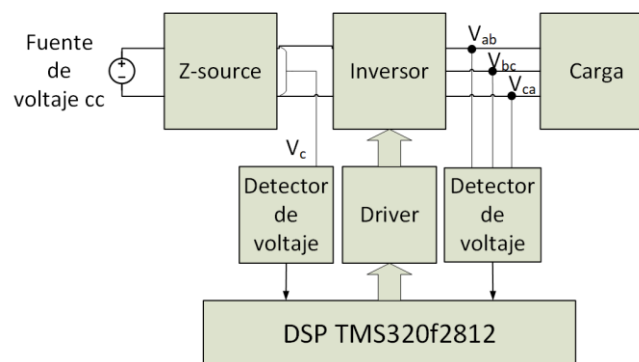


Fig. 2.18 Diagrama a bloques del sistema de control en lazo cerrado de un inversor Z-source.

3 Diseño e Implementación de un Convertidor cc-ca (inversor) Z-source Monofásico

En el presente capítulo se enfoca principalmente en el diseño y la instrumentación de un prototipo de microinversor Z-source para operar en lazo abierto. El prototipo tiene como principio de operación realizar la conversión de energía de corriente continua a corriente alterna, y elevar el nivel de tensión en una sola etapa de conversión.

En la Fig. 3.1 se muestra el diagrama esquemático del microinversor Z-source monofásico que se implementó, y consiste en una fuente de alimentación conectada a la red de impedancia Z-source, la salida de la red de impedancia alimenta al convertidor cc-ca en la configuración de puente completo, para obtener una señal senoidal se utilizó un filtro LC pasabajas conectado a la salida de la red de impedancias, la carga conectada al microinversor es puramente resistiva.

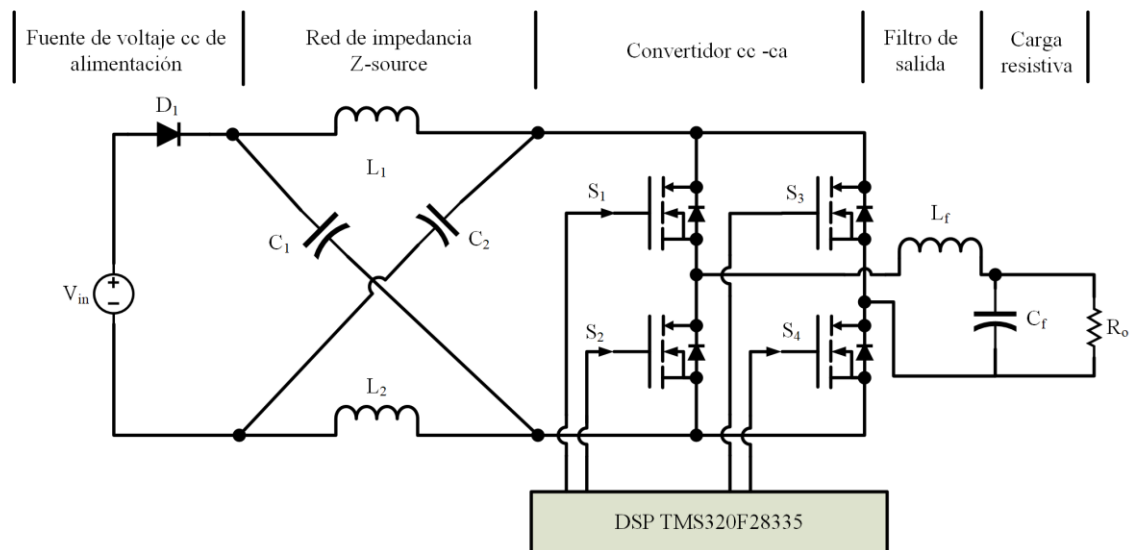


Fig. 3. 1 Esquema de conexión del microinversor Z-source monofásico

Los patrones de pulsos para el control del microinversor Z-source son generados por la técnica SPWM añadiéndole los estados de *shoot-through*, los patrones PWM generados con esta técnica de modulación se encargan de producir la señal senoidal en la salida y manipular la ganancia del circuito.

3.1 Diseño de un Microinversor Z-source

Debido a que cada microinversor está diseñado para estar conectado a su propio panel fotovoltaico, la potencia de este tipo de módulo no es muy alta, oscila entre los 200 a 400 watts. Con la intención de diseñar y comprobar el funcionamiento del microinversor Z-source y no sobrecalentar los dispositivos de conmutación, la potencia con la que se trabajó es de 85 watts, en trabajos a futuro se someterá a pruebas que exijan mayor potencia, además el prototipo está diseñado para un fuente de alimentación que ofrezca una tensión de entrada, V_{in} , de 48 V en corriente continua.

3.1.1 Principio de Operación

Para comprender, el desempeño de un microinversor Z-source, se tienen que analizar los circuitos equivalentes correspondientes a los estados de *shoot-through* durante el tiempo T_0 y *non-shoot-through* durante el tiempo T_1 , el periodo de conmutación, T , es la suma de estos dos tiempos de operación ($T=T_1+T_0$). Para provocar un estado de *shoot-through* se tienen que activar los dos interruptores de una rama del inversor o los cuatro interruptores de las dos ramas para provocar un corto circuito en la entrada de la etapa de conversión cc-ca, el tiempo que dura el estado de *shoot-through* se define como T_0 . Asumiendo que la red de impedancia es simétrica, es decir los dos capacitores C_1 y C_2 tienen el mismo valor de capacitancia, y los dos inductores L_1 y L_2 también tienen el mismo valor de inductancia, entonces

$$V_{c1}=V_{c2}=V_c \quad (3.1)$$

$$v_{L1}=v_{L2}=v_L \quad (3.2)$$

$$i_{C1}=i_{C2}=i_C \quad (3.3)$$

$$I_{L1}=I_{L2}=I_L \quad (3.4)$$

En la Fig. 3.2 se muestra el circuito equivalente cuando se provoca un estado de *shoot-through*, durante un periodo de tiempo igual a T_0 , el diodo de entrada se polariza inversamente

haciendo que la fuente de alimentación, V_{in} , este desacoplada de la red de impedancia. De la Fig. 3.3 se obtienen las siguientes ecuaciones

$$v_L = V_C \quad (3.5)$$

$$V_i = v_L + V_C = 2V_C \quad (3.6)$$

$$i_C = -i_L \quad (3.7)$$

donde, V_i es la tensión de entrada de la red de impedancia y V_d , representa la tensión de salida de la red de impedancia o también la tensión cc de enlace del inversor.

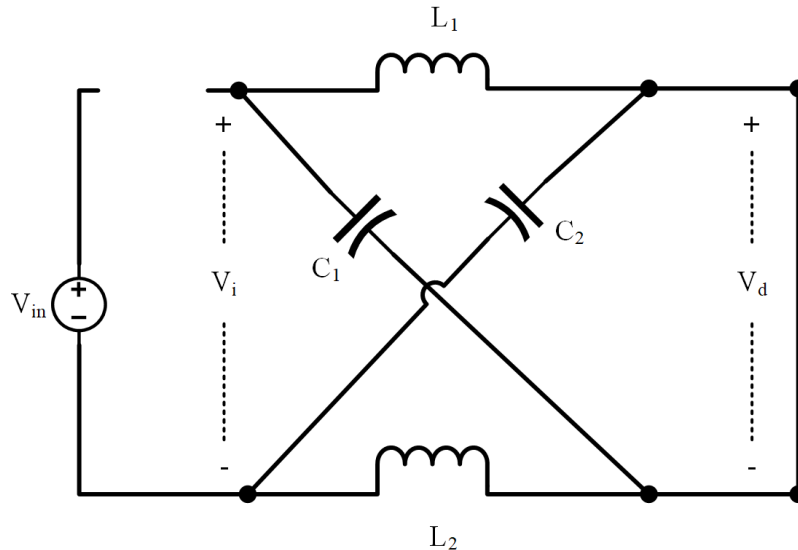


Fig. 3.2 Circuito equivalente durante el estado de *shoot-through*.

Durante el tiempo, T_1 , el microinversor opera en el estado de *non-shoot-through*. En este estado el diodo D_1 , está activado y la tensión de entrada, V_{in} , alimenta a la red de impedancia Z-source. La salida de la red de impedancia se puede representar como una fuente de corriente, debido a que en este estado los MOSFETs del convertidor cc-ca permiten que la energía fluya a través de la carga. [4]. En la Fig. 3.3, se muestra el circuito equivalente del microinversor Z-source durante el estado de *non-shoot-through*.

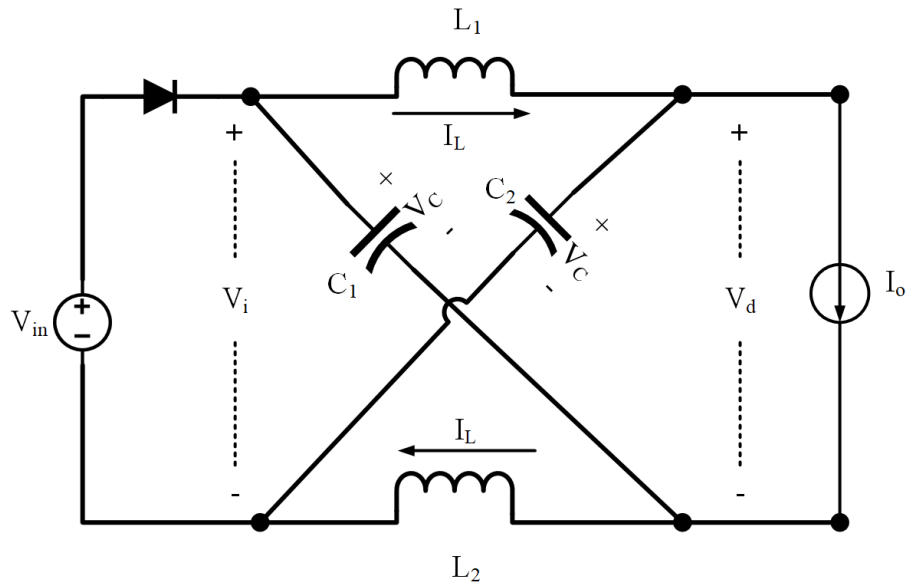


Fig. 3.3 Circuito equivalente durante el estado de *non-shoot-through*.

De la Fig. 3.3 se derivan las siguientes ecuaciones para el tiempo T_1 :

$$V_{in} = V_i = v_L + V_c \quad (3.8)$$

$$v_L = V_{in} - V_c \quad (3.9)$$

$$v_d = V_c - v_L \quad (3.10)$$

$$i_c = i_L - I_o \quad (3.11)$$

La ecuación (3.9) es sustituida en (3.10):

$$v_d = 2V_c - V_{in} \quad (3.12)$$

La tensión promedio del inductor, V_L en un periodo de conmutación es igual a 0 volts en estado estable, lo cual equivale a la suma de la tensión del inductor durante los estados *shoot-through* (3.5) durante el tiempo T_0 y *non-shoot-through* (3.9) durante el tiempo T_1 , dividido entre un periodo de conmutación, T .

$$V_L = \overline{v_L} = \frac{T_0 V_C + T_1 (V_{in} - V_C)}{T} = 0 \quad (3.13)$$

De la misma manera se obtiene el valor de la corriente promedio del capacitor, I_C , durante los dos estados de operación *shoot-through* (3.7) y *non-shoot-through* (3.11)

$$I_C = \overline{i_C} = \frac{T_0 (-I_L) + T_1 (I_L - I_o)}{T} = 0 \quad (3.14)$$

De la ecuación (3.13) se puede obtener la relación de la tensión del capacitor, V_C con respecto a la tensión cc de entrada, V_{in} según el tiempo de duración de los estados de *shoot-through* y *non-shoot-through*, y de (3.14) se obtiene la relación de la corriente del inductor, I_L , mientras que la corriente de salida, I_o , definida en (3.15) muestra que el valor de la relación entre V_C con respecto a V_{in} , así como la relación de I_L con respecto a I_o son equivalentes.

$$\frac{V_C}{V_{in}} = \frac{I_L}{I_o} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} \quad (3.15)$$

De la misma manera, se obtiene la tensión cc promedio de enlace del inversor, V_d , como se expresa a continuación,

$$V_d = \frac{T_0 \cdot 0 + T_1 \cdot (2V_C - V_{in})}{T} \quad (3.16)$$

Sustituyendo (3.15) en (3.16) tenemos que:

$$V_d = \frac{T_1}{T_1 - T_0} V_{in} = V_C \quad (3.17)$$

En (3.17) se puede observar que la tensión cc promedio de enlace del inversor, V_d , es igual a la tensión promedio del capacitor, V_C .

El voltaje pico de la tensión cc de enlace del inversor, $\widehat{v_d}$ se obtiene al sustituir (3.15) en (3.12), para obtener la relación de ganancia del inversor Z-source, con respecto a la tensión cc de entrada y el voltaje cc pico de enlace.

$$\widehat{v_d} = \frac{T}{T_1 - T_0} V_{in} = B \cdot V_{in} \quad (3.18)$$

donde,

$$B = \frac{T}{T_1 - T_0} = \frac{1}{1 - 2\frac{T_0}{T}} \geq 1 \quad (3.19)$$

La ecuación (3.18) introduce un nuevo término B , el cual es el factor de aumento resultante del estado de *shoot-through*. En los inversores monofásicos tradicionales, el voltaje ca pico de salida, $\widehat{v_{ca}}$, se expresa como se describe en (3.20), donde, V_{bus} , es la tensión cc de enlace de un inversor tradicional. Sustituimos V_{bus} por el voltaje pico de enlace del inversor Z-source, $\widehat{v_d}$, para la ecuación de la tensión ca de salida de un inversor Z-source monofásico expresado en términos del índice de modulación, M_a , la tensión de entrada, V_{in} y el factor de aumento, B , como se muestra en (3.21).

$$\widehat{V_{ca}} = M_a V_{bus} \quad (3.20)$$

$$\widehat{V_{ca}} = M_a \cdot B \cdot V_{in} \quad (3.21)$$

3.2 Diseño de la Red de Impedancia Z-source

Para seleccionar los valores adecuados de la red de impedancia de un inversor Z-source es importante identificar y analizar todos los estados posibles de operación del inversor Z-source monofásico. S. Rajakaruna presenta en [21] una guía de diseño para seleccionar los valores de los capacitores y de los inductores que conforman a la red de impedancia, en el cual se analiza cada uno de los estados operativos que puede operar el inversor Z-source.

Además de los tres estados dinámicos operativos deseados (estados *shoot-through*, activo y nulo), en un ciclo de conmutación pueden existir otros tres estados estáticos que no contribuyen al proceso de conversión de energía y pueden evitarse eligiendo capacitores e inductores suficientemente grandes.

El método de diseño basado en [21] supone que la tensión del capacitor y la corriente del inductor varían linealmente con el tiempo. Esta suposición es precisa cuando las variaciones son pequeñas en comparación con sus valores promedio. La Fig. 3.4 muestra el diagrama esquemático del circuito equivalente del inversor Z-source, en donde se puede observar que en la parte inversora se encuentra un interruptor con tres estados. Este interruptor muestra los estados posibles durante la operación de *shoot-through*, además, el diodo, D_1 , influye en los estados operativos del inversor. La Tabla 3.1, muestra los seis posibles estados operativos según el inversor y el diodo D_1 , donde los estados Abierto-1, Activo-1 y *Shoot-through*-1 son los estados deseados para la operación del inversor; los otros tres estados Abierto-2, Activo-2 y *Shoot-through*-2, son estados operativos que no se desea que operen, y para evitar los valores de los capacitores e inductores de la red de impedancia deben ser seleccionados apropiadamente.

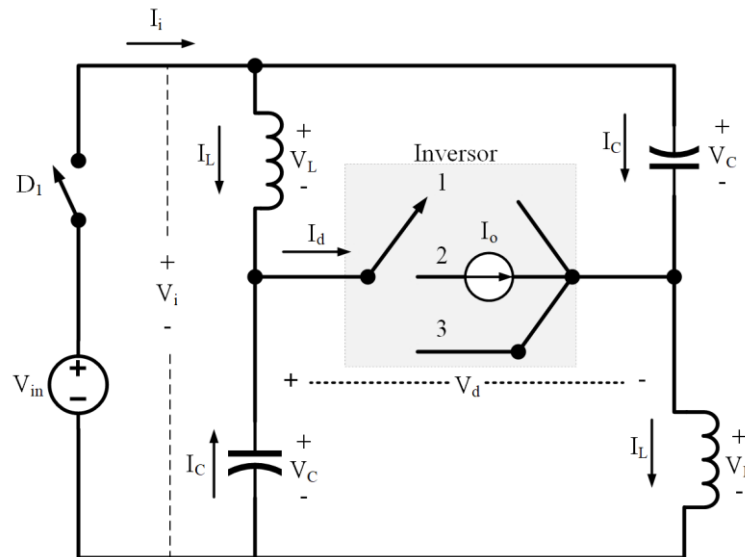


Fig. 3.4 Diagrama esquemático del circuito equivalente de un inversor Z-source mostrando los estados posibles de operación.

Tabla 3. 1 Estados de operación de la red de impedancia Z-source.

Inversor	Abierto		Activo		Shoot-through	
Diodo	Encendido	Apagado	Encendido	Apagado	Encendido	Apagado
Red de impedancia	Abierto - 1	Abierto - 2	Activo - 1	Activo - 2	Shoot-through - 1	Shoot-through - 2

La Fig. 3.5 muestra las formas de ondas de la tensión a través de uno de los capacitores, v_C y la corriente a través de uno de los inductores, i_L , para un ciclo de conmutación, como también se indican los valores máximos, mínimos y promedios de la tensión del capacitor y la corriente del inductor.

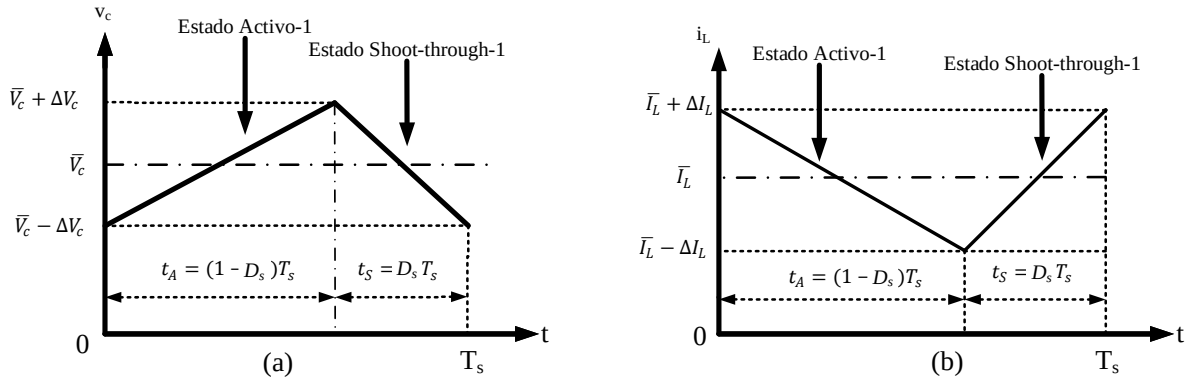


Fig. 3.5 Formas de onda de: (a) tensión a través del capacitor, v_C , y (b) corriente del inductor, i_L , de la red de impedancia

De la Fig. 3.5 se pueden determinar los valores máximos y mínimos de las formas de onda de tensión del capacitor y de la corriente del inductor de la red de impedancia

$$\begin{aligned} V_{min} &= \overline{V_C} - \Delta V_C = (1 - k_v)\overline{V_C} \\ I_{min} &= \overline{I_L} - \Delta I_L = (1 - k_i)\overline{I_L} \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$\begin{aligned} V_{max} &= \overline{V_C} + \Delta V_C = (1 + k_v)\overline{V_C} \\ I_{max} &= \overline{I_L} + \Delta I_L = (1 + k_i)\overline{I_L} \end{aligned} \quad (3.23)$$

donde, $k_v = \frac{\Delta V_C}{\bar{V}_C}$ y $k_i = \frac{\Delta I_L}{\bar{I}_L}$ representan los factores de rizo de la tensión de los capacitores y de la corriente de los inductores, respectivamente, para las dos formas de onda (Fig. 3.5). Dichos factores de rizo son parámetros importantes de diseño que ayudan a determinar los valores de la red de impedancia Z-source.

De las ecuaciones de la tensión del inductor y la corriente del capacitor (3.24) obtenemos (3.25)

$$\begin{aligned} V_L &= L \frac{dI_L}{dt} \\ I_C &= C \frac{dV_C}{dt} \end{aligned} \quad (3.24)$$

$$\begin{aligned} \Delta V_C &= \frac{(\bar{I}_C \Delta t)}{C} \\ \Delta I_L &= \frac{(\bar{V}_L \Delta t)}{L} \end{aligned} \quad (3.25)$$

Si consideramos la pendiente negativa de la corriente del inductor, i_L , durante el estado de *shoot-through*, mostrada en la Fig. 3.5 (a) y sustituyendo (3.7) y (3.5) en (3.24) tenemos (3.26) y (3.27)

$$\begin{aligned} I_C = -I_L &= C \frac{-2\Delta V_C}{D_s \cdot T_s} \\ V_L = V_C &= L \frac{2\Delta I_L}{D_s \cdot T_s} \end{aligned} \quad (3.26)$$

$$C = \frac{\bar{I}_L \cdot D_s \cdot T_s}{2\Delta V_C}$$

$$L = \frac{\bar{V}_C \cdot D_s \cdot T_s}{2\Delta I_L}$$
(3.27)

Sustituyendo (3.15) en (3.27)

$$C = \frac{I_O \cdot D_s \cdot T_s}{2 \cdot V_{in} \cdot k_v}$$

$$L = \frac{V_{in} \cdot D_s \cdot T_s}{2 \cdot I_O \cdot k_i}$$
(3.28)

donde, d_s , es el ciclo de trabajo del estado de *shoot-through* y T_s es el periodo de conmutación del sistema.

Basándose en la ley de la conversión de la energía, la potencia en la entrada de la etapa inversora o también la salida de la red de impedancia debe ser la misma potencia que se obtiene a la salida del inversor durante el estado activo, por lo tanto, tenemos que

$$V_d \cdot I_O (1 - D_s) = \frac{\widehat{V}_{ca} \cdot \widehat{I}_{ca}}{2} \cos \phi$$
(3.29)

En la ecuación (3.20) se presenta la fórmula del voltaje ca pico, $\widehat{V}_{ca}$, el cual es el productor de la tensión cc de enlace del inversor, V_{bus} y el índice de modulación, M_a . Para el inversor Z-source la tensión cc de enlace es V_d por lo que tenemos:

$$\frac{\widehat{V}_{ca}}{M_a} \cdot I_O (1 - d_s) = \frac{\widehat{V}_{ca} \cdot \widehat{I}_{ca}}{2} \cos \phi$$
(3.30)

Sustituyendo I_O de (3.30) en (3.28)

$$C = \frac{\widehat{I}_{ca} \cdot M_a \cdot d_s \cdot T_s \cdot \cos \phi}{4(1 - d_s) \cdot V_{in} \cdot k_v}$$
(3.31)

$$L = \frac{V_{in} \cdot d_s \cdot (1 - d_s) \cdot T_s}{k_i \cdot M_a \cdot \widehat{I_{ca}} \cdot \cos \phi} \quad (3.32)$$

La ec. 3.31 es la fórmula para determinar el valor de los capacitores de la red de impedancia Z-source (C_1 y C_2), y la ec. 3.32 es la fórmula para determinar el valor de los inductores de la red de impedancia Z-source (L_1 y L_2). La ec. 3.31 y la ec. 3.32 son expresadas en términos de la tensión cc de entrada, V_{in} , la corriente ca pico de salida del inversor, $\widehat{I_{ca}}$, el índice de modulación, M_a , el ciclo de trabajo del *shoot-through*, D_s , y el factor de potencia, $\cos \phi$, en el caso de conectarse una carga puramente resistiva el factor de potencia equivale a la unidad.

3.3 Técnica de Modulación SPWM Modificada

En la sección anterior se han analizado los estados de operación del inversor Z-source para determinar las fórmulas para seleccionar las características de los capacitores e inductores de la red de impedancia. En esta sección se describe la técnica de modulación del inversor Z-source para controlar el ciclo de trabajo de *shoot-through* y el índice de modulación.

La técnica de modulación para el microinversor Z-source está basada en el método de control de aumento de tensión simple (simple boost control), donde el ciclo de trabajo del estado *shoot-through*, d_s , no puede ser mayor a $1 - M_a$ [14].

La técnica de modulación SPWM modificada, consiste en utilizar la técnica SPWM para un inversor fuente de tensión monofásico y agregar los estados de *shoot-through*. La modulación SPWM genera los estados activos y nulos, a partir de la comparación de una señal senoidal y una señal triangular. La frecuencia de la señal senoidal es la misma frecuencia que se desea en la tensión ca de salida del microinversor, y la relación entre la magnitud de la señal senoidal y la magnitud de la señal triangular se le conoce como índice de modulación, M_a . Los patrones PWM correspondientes a los estados *shoot-through*, se generan al comparar la misma señal triangular utilizada en el método SPWM, y compararla con dos señales constantes, de misma

magnitud, pero uno positivo y otro negativo (V_p y V_n). La razón por la que se utiliza la misma señal triangular es para colocar los estados de *shoot-through* durante los estados nulos de la técnica SPWM.

En la Fig. 3.6 se muestra el diagrama de bloques del arreglo para generar el patrón de pulsos de la técnica SPWM modificada. Se muestra en el recuadro de línea punteada de la parte superior de la Fig. 3.6 la técnica SPWM tradicional donde se compara una señal senoidal V_{ref} , con una señal triangular, V_{tri} . En el recuadro inferior se muestra la otra comparación de una señal senoidal desfasada 180° , $-V_{ref}$, comparada con una señal triangular V_{tri} , para generar los pulsos de *shoot-through* y en ésta se compara la señal triangular V_{tri} , con valores constantes, V_n y V_p , después se suman los productos de estas comparaciones para obtener el patrón de pulsos para cada uno de los interruptores (S_1 , S_2 , S_3 , y S_4) del microinversor monofásico Z-source (Fig. 3.1) y genere en la salida una tensión ca sinusoidal.

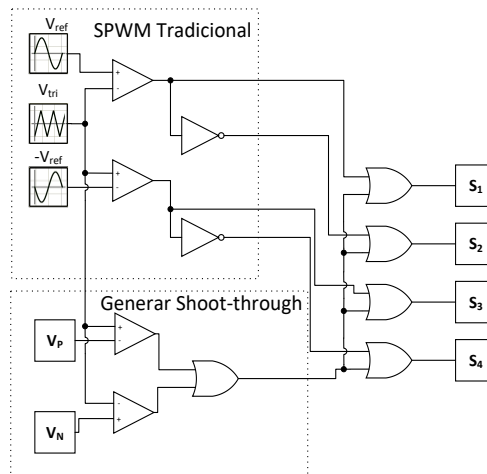


Fig. 3.6 Diagrama de bloques del arreglo para generar la técnica de modulación SPWM modificada.

3.4 Diseño del Filtro de Salida.

Para obtener una señal senoidal lo más perfecto posible, es necesario agregar un filtro en la salida del inversor, para eliminar los componentes armónicos no deseados de la señal sintetizada PWM, es decir, la forma de onda de la tensión de salida del convertidor cc-ca es

cuadrada y está conformada por la suma de todas las señales armónicas y la señal fundamental a la frecuencia de referencia. Un filtro de salida eliminará las señales armónicas de tensión de orden más alto a la frecuencia fundamental. Los filtros de salida más comunes para los inversores son la configuración “L”, cuyo esquema general se muestra en la Fig. 3.7, el cual está conformado por la impedancia serie, Z_S , y paralelo a la carga, Z_P . La impedancia Z_C , representa la carga conectada en la salida del inversor [22].

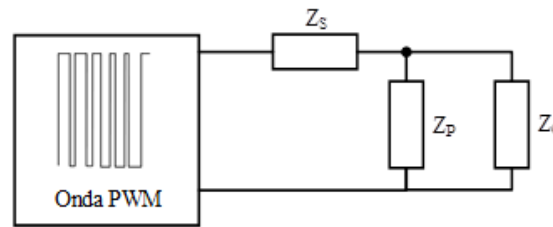


Fig. 3.7 Diagrama a bloques de la estructura de un filtro de salida con la configuración “L”

En esta configuración, la rama en serie presenta una baja impedancia a la frecuencia fundamental y alta impedancia a las frecuencias de los armónicos restantes que conforman la señal de salida, la otra rama en paralelo, tiene que tener una alta impedancia a la frecuencia fundamental y una baja impedancia para los demás componentes armónicos.

El filtro de salida utilizado en este diseño, es la configuración *LC* simple que consiste en un arreglo *LC* como se muestra en la Fig. 3.8, donde, la impedancia en serie Z_S es remplazada por un inductor, L_S , la impedancia Z_P es remplazada por un capacitor C_P y la carga conectada al microinversor es puramente resistiva, por lo que la impedancia Z_C se sustituye por una resistencia R .

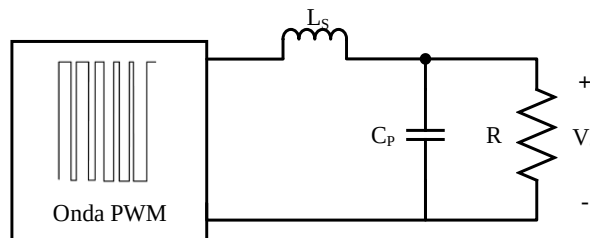


Fig. 3.8 Filtro de salida LC simple conectado a la salida del inversor Z-source.

Para el diseño del filtro básico LC en la literatura existen diferentes criterios de diseño [23], los primeros criterios se basaban únicamente en el análisis de las series de Fourier. Actualmente, las series de Fourier no es suficiente, sino también, es necesario determinar el contenido de los componentes armónicos reflejados en la señal de salida [24].

P. Roy desarrolla un método para la selección de los componentes de un filtro LC de un inversor monofásico, limitando la distorsión armónica total (en sus siglas en inglés *THD*) a un 5% como lo especifica el estándar IEEE 15.47 [24].

La atenuación del filtro LC, depende de la frecuencia de corte, f_r , el valor del inductor, L_s y el valor del capacitor, C_p . Para garantizar una buena atenuación y no afecte el ruido que genera la conmutación, la frecuencia de corte debe ser igual o menor a un décimo de la frecuencia de conmutación, f_s (3.33), por esta razón, la frecuencia de resonancia se seleccionó a 1 KHz.

$$f_r \leq \frac{f_s}{10} \quad (3.33)$$

En el trabajo de P. Roy deriva una fórmula para determinar el valor del inductor (3.34), esta ecuación depende del valor resistivo de la carga, R , la frecuencia fundamental, la frecuencia de corte, f_r y de la relación de tensión del inductor con respecto a la tensión de salida, que lo determinó como el factor α [24].

donde f_1 es la frecuencia fundamental

$$L_s = \frac{R}{2\pi \cdot f_1} \sqrt{\alpha^2 - \frac{(2\pi \cdot f_1)^4}{(2\pi \cdot f_r)^4}} \quad (3.34)$$

El factor α permite ajustar el valor del inductor sin afectar en el desempeño al filtro, la Fig. 3.9 muestra la relación entre el valor del factor α y el valor del inductor, conforme decrementa α el tamaño del inductor también disminuye. Después de seleccionar el valor de L_s , se procede a calcular el valor del capacitor con (3.35).

$$C_P = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{(2\pi \cdot f_1)^2}{\alpha^2 (2\pi \cdot f_r)^4 - (2\pi \cdot f_1)^4}} \quad (3.35)$$

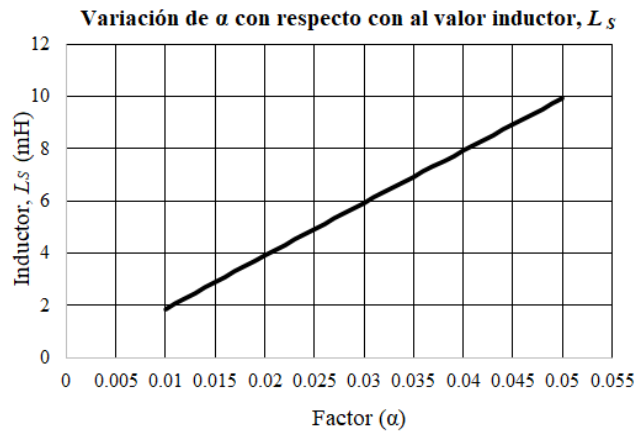


Fig. 3.9 Grafica de la relación del valor del inductor con respecto a α .

3.5 Implementación del Circuito de Disparo para los Dispositivos de Potencia

Para el diseño de circuitos electrónicos de potencia es importante minimizar las pérdidas de potencia en los interruptores (dispositivos) electrónicos de potencia. Idealmente la tensión entre terminales de un interruptor se asume ser de 0 V, sin embargo, en la práctica esta tensión no es cero, por esta razón, cuando el interruptor se mantenga encendido éste generará pérdidas de potencia por conducción. También, las pérdidas en los interruptores se generan debido a que la transición de encendido a apagado o viceversa no es instantánea y esto provoca pérdidas por la acción de encender/apagar de los dispositivos de potencia como una función de la frecuencia de conmutación, f_s . Estas pérdidas pueden minimizarse mediante circuitos de accionamiento diseñados para proporcionar transiciones de conmutación rápida. Para el desarrollo del prototipo

de esta investigación, se optó por los dispositivos de disparo tipo MOSFET (siglas de metal-oxide-semiconductor field effect transistors), estos dispositivos soportan fácilmente la potencia del inversor, y cuenta con las características para disminuir las pérdidas por conmutación en comparación con otros interruptores controlables [9].

Para el disparo de los dispositivos MOSFETs del microinversor se seleccionó el circuito de mejora de velocidad conocido como diodo de apagado [25]. El circuito de mejora de velocidad se muestra en la Fig. 3.10, donde R_{Gate} permite ajustar la velocidad de encendido del MOSFET. Durante el apagado el diodo, D_{Off} , permite descargar la energía que se quedó acumulada después de que el MOSFET fue disparado, esto permite reducir el retraso de apagado de los dispositivos de disparo tipo MOSFET [25][26].

El valor de la resistencia de apagado es menor que la resistencia de encendido, debido a que el retraso de tiempo de apagado en un MOSFET suele ser más largo que el retraso de tiempo de encendido. Por lo tanto, como regla general se puede suponer que $R_{Gate}=2R_{Off}$ [25][26].

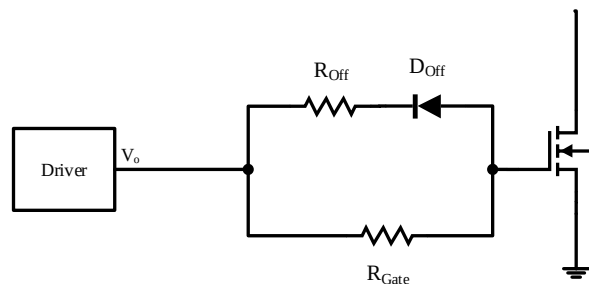


Fig. 3.10 Circuito para mejorar el apagado rápido del MOSFET.

3.6 Implementación del Circuito de Disparo en los MOSFETs

Un dispositivo MOSFET para ser activado se necesita aplicarle un nivel de tensión positivo a la terminal de compuerta (*Gate*, por su definición en inglés), y esta tensión deberá estar referido a la terminal de la fuente (*Source*, por su definición en inglés) del MOSFET. Para

aplicaciones sencillas en donde la tensión de disparo y la terminal de fuente del MOSFET están referenciados a tierra (GND) no existe mucha complejidad, ya que la tensión de disparo únicamente debe ser lo suficientemente alto para que el MOSFET opere como interruptor.

En aplicaciones donde se emplea la topología de semipunto, el disparo de los MOSFETs se vuelve más complicado, debido a que se tienen que activar al MOSFET de la parte superior del semipunto. En la Fig. 3.11, se muestra el diagrama esquemático típico de una configuración de MOSFETs con la configuración semipunto, y se puede observar que el MOSFET de la parte inferior la terminal source esta referenciada a tierra, por lo que no presenta ninguna dificultad para activarlo, sin embargo, en el MOSFET de la parte superior, la terminal de fuente esta flotada.

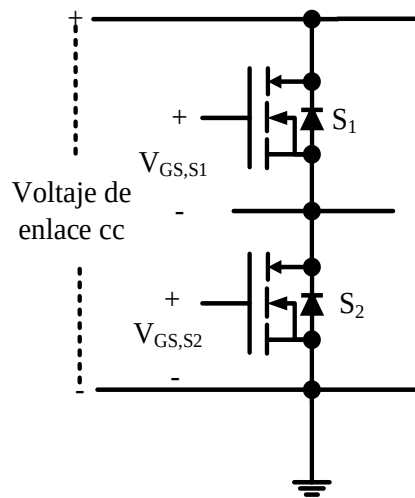


Fig. 3.11 Diagrama esquemático típico de una configuración de MOSFETs en semipunto o medio-punto (*half-bridge*, por su definición en inglés).

El método que se utilizó para el disparo de los MOSFETs es conocido como método *bootstrap*, el cual consiste en un circuito de excitación de lado alto (*high-side drivers*, por su definición en inglés). Este método consiste en cargar un capacitor con la tensión de alimentación del circuito integrado (IC, por su definición en inglés) manejador de compuerta (*driver*, por su definición en inglés) durante el tiempo que dura el MOSFET inferior activo, después, la tensión almacenado previamente en el capacitor proporcionará la tensión suficiente para conmutar al

interruptor de la parte superior. Para la implementación del circuito de disparo se utilizó el circuito integrado IR2110 [27], el cual es un driver de MOSFETs e IGBTs de alta tensión y alta velocidad con canales independientes para la conmutación del MOSFET de la parte alta y parte baja [28].

La Fig. 3.11 muestra el circuito implementado para el disparo de los MOSFETs de una sola rama de la configuración de puente completo del inversor.

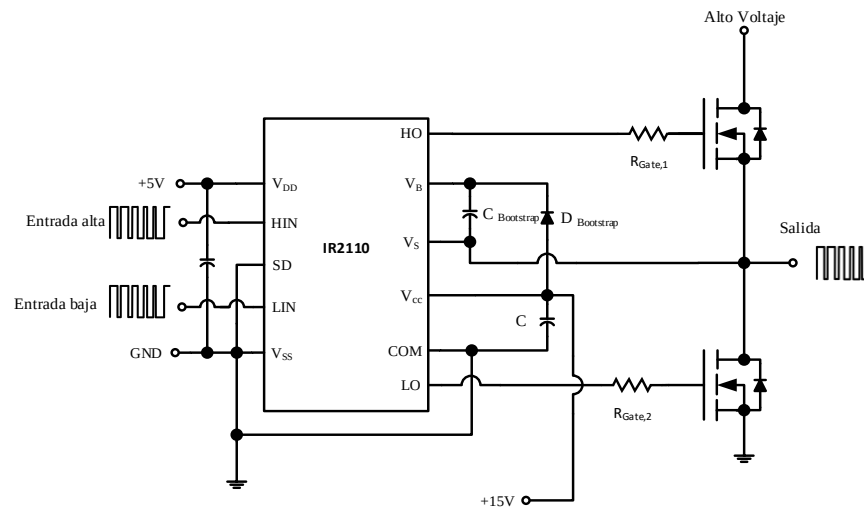


Fig. 3.12 Circuito implementado para el disparo de los MOSFETs.

El circuito integrado (*driver*) IR2110 utiliza dos alimentaciones separadas, +15V para alimentar la tensión de disparo de los MOSFETs y una tensión de +5V para la alimentación de la lógica TTL interna del integrado. Las terminales de entrada HIN (siglas en inglés de *high input*) y LIN (siglas en inglés de *low input*) reciben los patrones de pulsos por un dispositivo programable (señales de +3.3 V), para la implementación del microinversor Z-source el patrón de pulsos de entrada es proporcionado por un DSP (siglas en inglés de *digital signal processor*). El IR2110 convierte las señales de entrada en las señales de salida HO (siglas en inglés de *high output*) y LO (siglas en inglés de *low output*), las señales de salida HO y LO tienen el nivel de tensión necesario para activar a los MOSFETs y realizar la conmutación adecuadamente.

El cálculo del valor de capacitancia mínima para la selección del capacitor de bootstrap se obtiene de la siguiente ecuación [28]:

$$C \geq 2 \frac{\left(2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{cbs}}{f}\right)}{V_{cc} - V_f - V_{LS} - V_{min}} \quad (3.35)$$

donde,

Q_g [=] Carga del gate del MOSFET superior

f [=] Frecuencia de operación

I_{Cbs} [=] Corriente de fuga del capacitor de Bootstrap

V_{cc} [=] Tensión de alimentación de la parte lógica del IR2110

V_f [=] Caída de tensión directa a través del diodo Bootstrap

V_{LS} [=] Caída de tensión a través del MOSFET del lado bajo o carga

V_{min} [=] Tensión entre V_B y V_S del IR2110

Q_{ls} [=] Carga necesaria para cambio de nivel por ciclo

En la implementación del circuito de disparo se utilizó un diodo de recuperación rápida UF4007, y MOSFETs CMF10120 para la parte superior e inferior, para despreciar la corriente de fuga del capacitor de bootstrap no debe ser electrolítico de lo contrario si se considera este parámetro, tomando en cuentas las especificaciones de estos componentes se puede determinar el valor del capacitor de bootstrap. Para esta implementación el valor del capacitor de bootstrap es 0.1 μ F.

3.7 Circuito de Aislamiento y Acondicionamiento de las Señales de Conmutación de un Microinversor Z-source

Con el propósito proteger la etapa de control de cualquier falla que se pueda presentar en la etapa de potencia se elaboró una etapa de aislamiento conformada por dispositivos optoacopladores del tipo 6N137 [29].

En este trabajo se utilizó la tarjeta de desarrollo eZdsp TMS320F28335 de Texas Instruments® para generar los patrones de pulsos de las técnicas SPWM tradicional y la técnica para generar los estados de *shoot-through* para conmutar el microinversor. Las señales de salida de los patrones de pulso PWMs se conectaron a los optoacopladores 6N137, cada una de las salidas de los optoacopladores pasaron por una etapa de filtrado por medio del circuito integrado 7414 para tener un patrón de pulsos con el menor ruido posible, y por último los patrones de pulsos correspondientes a la técnica SPWM se suman con los patrones de pulsos para generar los estados de *shoot-through* por medio del circuito integrado 7432, el cual consiste de 4 compuertas lógicas OR. En la Fig. 3.13 se muestra el circuito de acondicionamiento de las señales PWM del prototipo del microinversor Z-source, que se encarga de acondicionar las señales PWM generadas por la tarjeta de desarrollo y sumarlas para obtenerla señal de entrada del IR2110 para disparar los uno de los MOSFETs que conmutaran al microinversor Z-source.

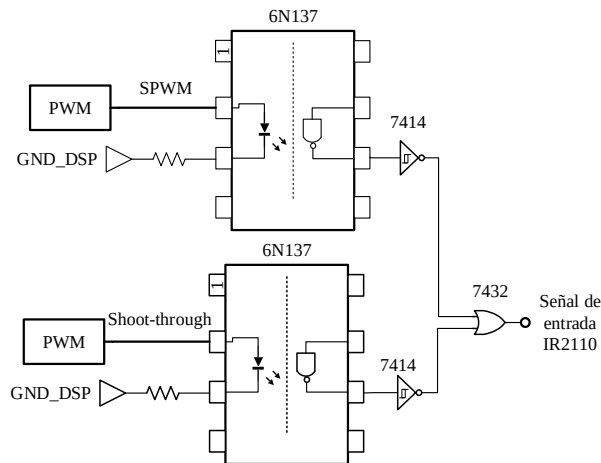


Fig. 3.13 Circuito de acondicionamiento de las señales PWM para conmutar un microinversor Z-source.

3.8 Características Generales de la Tarjeta de Desarrollo TMS320F28335

El eZdsp es una tarjeta de evaluación del controlador de señal digital (DSP) TMS320F28335 para determinar si cumple con los requisitos de su aplicación. Además, para simplificar el desarrollo de código y acortar el tiempo de depuración, se proporciona depuración de lenguaje de alto nivel “C” [30]. La Fig.3.14 muestra tarjeta de evaluación eZdsp TMS320F28335 que se utilizó en el prototipo del microinversor Z-source, y las terminales

señaladas con el rectángulo negro, corresponden a los conectores de las señales PWM que se utilizaron para conmutar al microinversor Z-source.

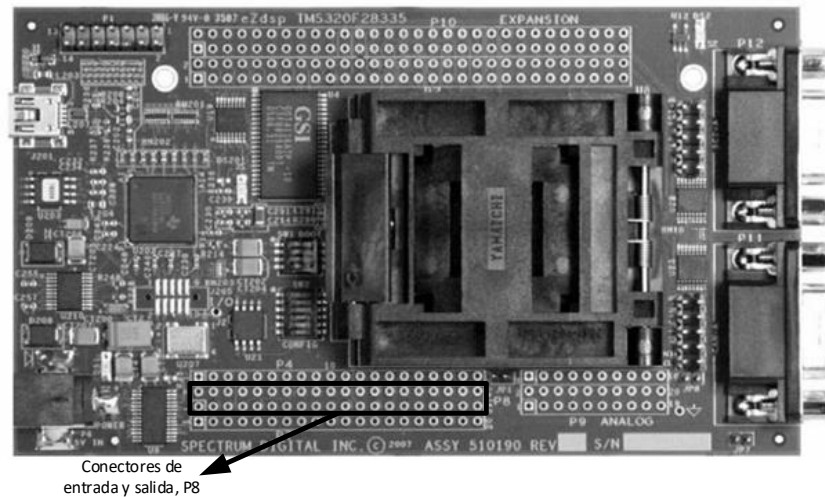


Fig. 3.14 Tarjeta de evaluación eZdsp TMS320F28335.

El eZdsp™ tiene las siguientes características [30]:

- Velocidad de operación de 150 MHz
- Controlador de señal digital TMS320F28335
- 68K bytes de RAM
- Memoria Flash en chip de 512K bytes
- Memoria SRAM sin chip de 256K bytes
- Convertidor analógico a digital (A / D) de 12 bits con 16 canales de entrada
- 30 MHz de reloj de entrada
- Conector RS-232 integrado con controlador de línea
- Interfaz CAN 2.0 integrada con controlador de línea y conector
- Controlador USB JTAG integrado
- Operación de solo 5 voltios con el adaptador de CA suministrado

Para este trabajo, la tarjeta de desarrollo se encarga de proporcionar las señales PWM necesarias para producir los patrones de pulsos para la operación del microinversor Z-source. La salida de los patrones PWM del *DSP* se encuentra en los conectores de entrada y salida P8 como se muestra en la Fig. 3.15, de los cuales se utilizan solo 4 canales PWM, 2 canales PWM se utilizan para generar los patrones de pulso utilizando la técnica SPWM y 2 canales PWM se utilizan para generar los patrones de pulsos correspondientes al *shoot-through*.

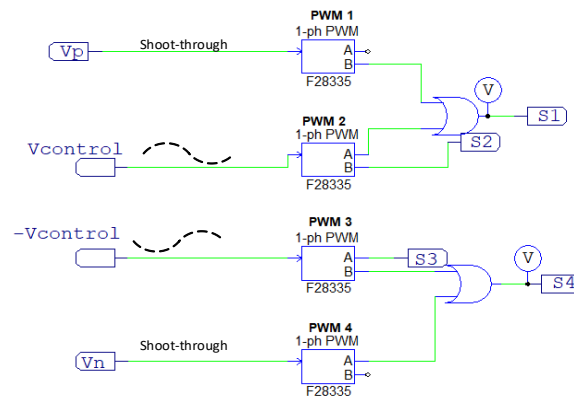


Fig. 3.15 Interfaz de PSIM® para simular los patrones PWM de la tarjeta de evaluación eZdsp TMS320F28335.

Para la programación de la tarjeta de evaluación eZdsp TMS320F28335 se utilizó el software PSIM® de la compañía Powersim [31]. PSIM es una herramienta de simulación de circuitos eléctricos y electrónicos a través de la computadora. La simulación es bastante sencilla e intuitiva, ya que se hace por medio de una interfaz gráfica que permite agregar los componentes necesarios para elaborar el circuito que se quiere simular, además, el simulador PSIM cuenta con los elementos para simular las características de la tarjeta de evaluación eZdsp TMS320F28335 como, por ejemplo, el convertidor de analógico a digital y los PWMs.

En la Fig. 3.15 se muestra el diagrama de conexión de los patrones PWMs que conmutarán al microinversor Z-source en la interfaz de PSIM®. Los 4 bloques PWM realizan la comparación de la señal de entrada con una señal triangular, para generar los patrones de pulsos correspondientes a dicha comparación, la señal triangular se estableció a 10 KHz y un

valor de tensión de pico a pico de 2 V (-1 V a +1 V). Para generar los patrones de pulsos correspondientes a los estados activos y nulos de un inversor fuente de tensión, se conectó las señales $V_{control}$ y $-V_{control}$ cada uno a un bloque PWM, ambas señales ($V_{control}$ y $-V_{control}$) son una señal senoidal de misma magnitud, pero de signo contrario, la amplitud $V_{control}$ y $-V_{control}$ permite manipular el índice de modulación, M_a , del microinversor. Los patrones de pulsos correspondientes a los estados *shoot-through* se generan de la conexión de la señal de entrada VP a un bloque PWM y la señal VN a otro bloque PWM, el valor de VP y VN es un valor constante de misma magnitud, pero de signo contrario, y la ganancia del microinversor depende de la magnitud de VP y VN .

Una vez que se realiza la correcta simulación de los canales de salida PWM de la tarjeta de evaluación eZdsp, PSIM® cuenta con la herramienta de exportar la configuración de los canales PWMs a un código de alto nivel “C”, a través del software *Code Composer de Texas Instruments®*.

3.8.1 Especificaciones del Microinversor Z-source

En esta sección se utilizarán las fórmulas anteriormente mencionadas para el diseño y se aplicarán para la implementación que posteriormente se utilizarán para la simulación y la experimentación. En la Tabla 3.2 se presentan las especificaciones de los parámetros de diseño del prototipo desarrollado de microinversor tipo Z-source.

Tabla 3.2 Especificaciones del microinversor Z-source

Tensión cc de entrada, V_{in}	48 V
Tensión ca de salida, V_o	80 V
Tensión ca pico de salida, $\widehat{V_{ca}}$	113 V
Frecuencia de la tensión de salida,	60 Hz
Frecuencia de conmutación	10 kHz
Rizo de la tensión del capacitor, k_v	1%
Rizo de la corriente del inductor, k_i	30%

Potencia de salida, P_o	86 watts
---------------------------	----------

El ciclo de trabajo de *shoot-through* se calcula sustituyendo (3.19) en (3.21)

$$D_s = \frac{\widehat{V_{ca}} - V_{in}}{2\widehat{V_{ca}} - V_{in}} = 0.365 \quad (3.36)$$

para la modulación del microinversor Z-source se implementó la técnica de aumento de tensión simple por lo que el índice de modulación, M_a , es $1-D_s$.

Para la selección de los elementos pasivos de la red de impedancia se utilizó (3.31) para determinar el valor de los capacitores (C_1 y C_2). y (3.32) para el valor de los inductores (L_1 y L_2). En la Tabla 3.3 se indican los valores de los de los elementos pasivos que conforman la red de impedancia Z-source.

Tabla 3.3 Elementos pasivos de la red de impedancia.

Elemento pasivo	Valor teórico	Valor utilizado
Inductores (L_1 y L_2)	1.9 mH	2 mH
Capacitores (C_1 y C_2)	64.4 μ F	100 μ F

Para los elementos pasivos del filtro de salida del microinversor Z-source, se utilizaron (3.33) y (3.34), donde se propone el valor del capacitor de 12 μ F. La Tabla 3.4 muestra los valores correspondientes al filtro de salida LC del microinversor Z-source.

Tabla 3.4 Valores de los elementos pasivos del filtro de salida del microinversor.

Elemento pasivo	Valor
Frecuencia de resonancia, f_r	1000 Hz
Capacitor (C_p)	$\approx 10.8 \mu$ F
Inductor (L_s)	≈ 2.5 mH

4 Control de un Microinversor Z-source

En los convertidores cc-ca, la tensión de salida está en función de la tensión cc de entrada, el índice de modulación, M_a , y en el caso del microinversor Z-source se agregaría un parámetro extra que sería, el ciclo de trabajo de *shoot-through*, D_s . Hasta el momento el análisis desarrollado del inversor Z-source ha comprendido su operación en estado estable y en lazo abierto. La investigación se extiende al desarrollo de un esquema de control en lazo cerrado que busca la estabilidad del sistema ante perturbaciones y obtener la tensión de salida deseado.

Para desarrollar el análisis del microinversor Z-source para operar en lazo cerrado es importante conocer su función de transferencia que caracterice la relación de la tensión de salida con respecto al ciclo de trabajo de *shoot-through*, D_s . El diseño de un controlador tiene como propósito garantizar la estabilidad del sistema en un periodo de tiempo razonable.

La parte más importante de todo análisis de un sistema de control es el modelo matemático del sistema que se quiere controlar, un modelo matemático se define como un conjunto de ecuaciones que representan la dinámica de un sistema. Los modelos matemáticos se pueden representar en variables de estado o función de transferencia. Una vez que se obtiene el modelo matemático, se pueden utilizar el análisis por computadora para estudiarlo y sintetizarlo [32].

4.1 Modelado del Microinversor Z-source

La función de transferencia del microinversor Z-source busca modelar la relación de la tensión del capacitor con respecto al ciclo de trabajo de *shoot-through*, D_s , ya que como se mencionó en el capítulo 3, la tensión de enlace cc del inversor es igual al nivel de tensión del capacitor de la red de impedancia. Para determinar la función de transferencia del microinversor Z-source se realizó el análisis en espacio de estados de los estados de operación (*shoot-through* y *non-shoot-through*) del microinversor Z-source.

El microinversor Z-source puede operar en los estados *shoot-through* y *non-shoot-through*, la Fig. 4.1 muestra el circuito equivalente de la operación de un microinversor Z-source, el diodo de entrada es remplazado por el interruptor S_1 , y el estado de *shoot-through* es representado cuando el interruptor S_2 es activado provocando un corto-circuito en la salida de la red de impedancia.

Los dos estados de operación (*shoot-through* y *non-shoot-through*) del microinversor Z-source se pueden observar en la Fig. 4.2. El circuito equivalente del estado *shoot-through* se muestra en la Fig. 4.2 (a), el interruptor S_1 está abierto y desacopla la fuente de alimentación de la red de impedancia, el interruptor S_2 está cerrado provocando un corto-circuito en la salida de la red de impedancia. El circuito equivalente del modo de operación *non-shoot-through* del microinversor Z-source se muestra en la Fig. 4.2 (b), el interruptor S_1 está cerrado permitiendo que la fuente de alimentación esté conectada a la red de impedancia, el interruptor S_2 está abierto haciendo que la corriente de la red de impedancia circule a través de la resistencia R_o .

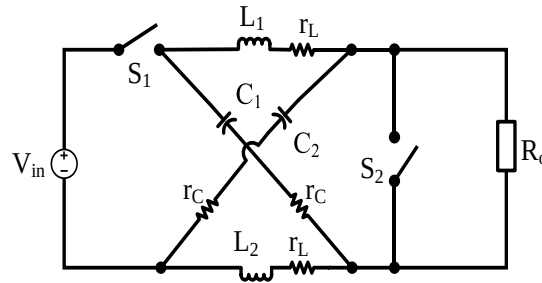


Fig. 4.1 Circuito equivalente de la operación de un microinversor Z-source.

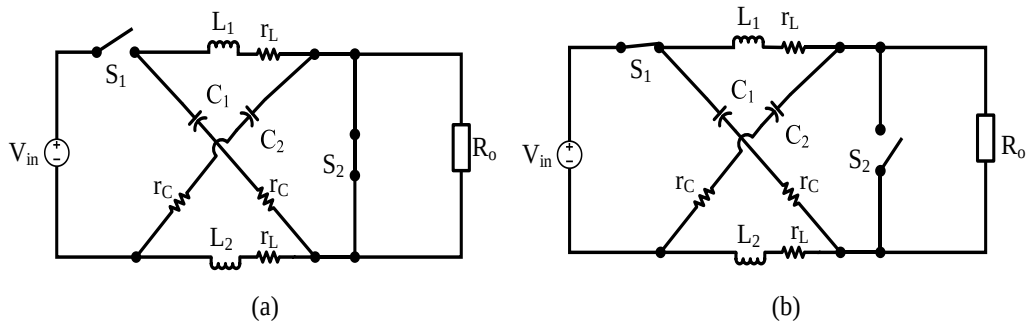


Fig. 4.2 Circuitos equivalentes de los modos de operación de un microinversor Z-source. (a) Circuito equivalente del modo *shoot-through*. (b) Circuito equivalente del modo *non-shoot-through*

En el modo de operación *shoot-through* el interruptor S_1 está apagado y el interruptor S_2 es activado para provocar un corto circuito en las terminales de la carga, en la Fig. 4.3 se muestra el circuito equivalente que representa al microinversor Z-source durante el estado de operación *shoot-through*, la rama delimitada por el rectángulo punteado representa la rama que provoca el corto-circuito (estado de *shoot-through*).

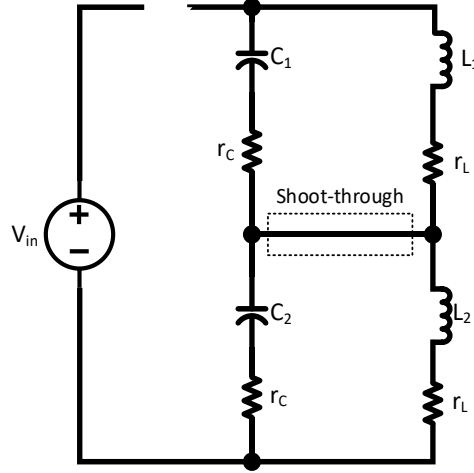


Fig. 4.3 Circuito equivalente del microinversor Z-source en el modo de operación *shoot-through*.

donde, r_c y r_L son las resistencias parásitas del capacitor y del inductor respectivamente.

Para realizar análisis de pequeña señal se debe obtener las ecuaciones de variables de estado que caracterizan al microinversor durante el estado de operación *shoot-through*.

$$\hat{x} = A_1 \cdot x + B_1$$

$$\begin{bmatrix} \widetilde{I_{L1}} \\ \widetilde{I_{L2}} \\ \widetilde{V_{C1}} \\ \widetilde{V_{C2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(r_c+r_L)}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{-(r_c+r_L)}{L} & 0 & \frac{1}{L_2} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

De la misma manera se analiza el circuito de la Fig. 4.1 cuando el interruptor S_1 esta activado y el interruptor S_2 esta desactivado, el modo de operación *non-shoot-through* y el circuito equivalente de este modo de operación se muestra en la Fig. 4.4.

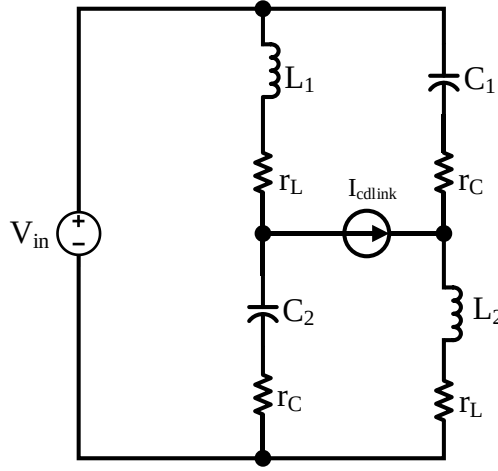


Fig. 4. 4 Circuito equivalente del microinversor Z-source en el modo de operación *non-shoot-through*.

En la siguiente ecuación, se obtiene la matriz de variables de estado de inversor Z-source donde $I_{cd,link}$ es la corriente de enlace cc.

$$\tilde{x} = A_2 \cdot x + B_2$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{I}_{L1} \\ \tilde{I}_{L2} \\ \tilde{V}_{C1} \\ \tilde{V}_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(r_c+r_L)}{L_1} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & \frac{-(r_c+r_L)}{L_2} & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{in}+r_c \cdot I_{Load}}{L_1} \\ \frac{V_{in}+r_c \cdot I_{Load}}{L_2} \\ -\frac{I_{cdlink}}{C_1} \\ -\frac{I_{cdlink}}{C_2} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Combinando (4.1) y (4.2) se obtiene las ecuaciones de estado de pequeña señal.

$$\tilde{X} = (D_s \cdot A_1 - D_n \cdot A_2) \tilde{X} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)] \tilde{D}s \quad (4.3)$$

donde D_s es el ciclo de trabajo correspondiente al estado *shoot-through* y se obtiene al dividir el tiempo que dura el estado de *shoot-through* entre el periodo de conmutación, mientras que

D_n representa el ciclo de trabajo del estado *non-shoot-through*, y la suma de los dos ciclos de trabajo equivale a la unidad ($D_n + D_s = 1$).

Para obtener la función de transferencia del microinversor Z-source se consideró la tensión de entrada, V_{in} y la corriente de la carga, I_{cdlink} constantes y sin ninguna perturbación[33]. Por lo tanto, la función de transferencia de la relación de la tensión del capacitor y el ciclo de trabajo de *shoot-through* (4.4) de la red de impedancia se obtiene sustituyendo (4.1) y (4.2) en (4.3).

$$\frac{\widetilde{v}_c}{\widetilde{d}_s} = 2 \frac{Ls \cdot (I_{cdlink} - 2I_L) + (r_L + r_C) \cdot (I_{cdlink} - 2I_L) + (1 - 2D_s) \cdot (2V_C - V_{in} - r_C \cdot I_{cdlink})}{LCs^2 + (r_C + r_L) \cdot Cs + (1 - 2D_s)} \quad (4.4)$$

donde el valor de la corriente en la salida de la red de impedancia Z-source, I_{cdlink} se determina con (4.6), la tensión del capacitor, V_C , se calcula con (4.5) y la corriente del inductor con (4.7). Las resistencias parasitas del inductor (r_L) y del capacitor (r_C) son 0.25Ω y 0.1Ω respectivamente.

$$V_C = \frac{1}{1 - 2D_s} \cdot \left(r_C \cdot (1 - 2D_s) - \frac{(r_L + r_C) \cdot (1 - D_s)}{1 - 2D_s} \cdot I_{cdlink} + (1 - D_s) \cdot V_{in} \right) \quad (4.5)$$

$$I_{cd,link} = \frac{V_C}{2R} \quad (4.6)$$

$$I_L = \frac{1 - D_s}{1 - 2D_s} I_{cd,link} \quad (4.7)$$

La función de transferencia del microinversor Z-source para el desarrollo de esta investigación está representada por (4.8), considerando un ciclo de trabajo de *shoot-through*, D_s , igual a 0.365

$$\frac{\widetilde{v}_{c1}}{\widetilde{d}_s} = \frac{-5.472 \cdot 10^{16}s + 4.59 \cdot 10^{20}}{1 \cdot 10^{12}s^2 + 1.75 \cdot 10^{14} + 3.645 \cdot 10^{17}} \quad (4.8)$$

En la Fig. 4.5 se muestra el diagrama de Bode del resultado de evaluar la función de transferencia de pequeña señal de la relación entre la tensión del capacitor, $\widetilde{v}_{c1}$ y el ciclo de

trabajo de *shoot-through*, $\widetilde{d_s}$ con un margen de ganancia de -49.9 dB y un margen de fase de -81.2°.

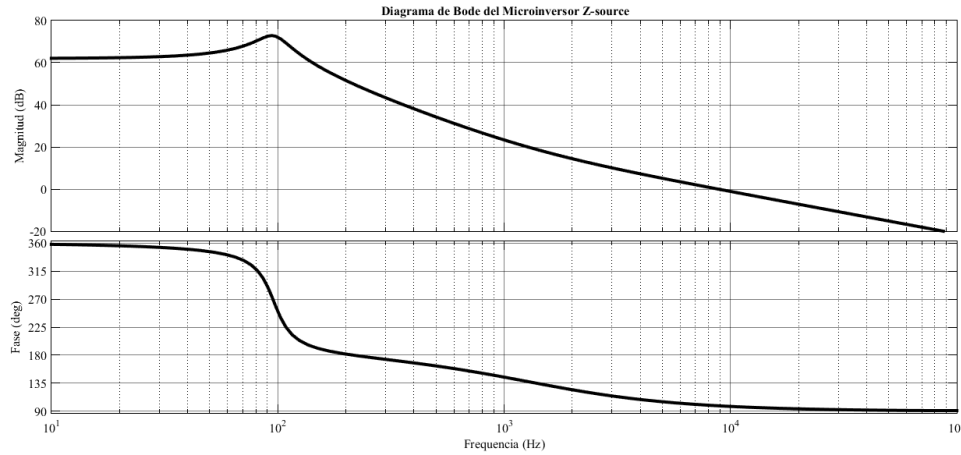


Fig. 4.5 Diagrama de Bode de la función de transferencia de la relación de la tensión del capacitor y el ciclo de trabajo de *shoot-through* del microinversor Z-source

4.1.1 Ubicación de Polos y Ceros del Microinversor Z-source

En el capítulo 3 se mencionó el procedimiento para la selección de los elementos pasivos de la red de impedancia (L_1 , L_2 , C_1 y C_2) de un microinversor Z-source en lazo abierto. Para el diseño de un microinversor Z-source en lazo cerrado es importante conocer su respuesta transitoria, mediante el método de lugar de raíces se puede predecir el efecto que tiene sobre el sistema en lazo cerrado al variar el valor de la ganancia o añadir polos y/o ceros al sistema.

En la Fig. 4.6 se muestra el lugar de las raíces del microinversor Z-source, se puede observar la presencia de un cero en el semiplano derecho, la presencia de ceros en el semiplano derecho tiende a desestabilizar los lazos de retroalimentación imponiendo limitaciones en el control del sistema [34]. El diseño de un lazo de retroalimentación puede llegar a ser más complicado cuando se tienen ceros en el semiplano derecho del sistema.

La ubicación del cero del semiplano derecho depende del valor de los inductores de la red de impedancia (L_1 y L_2) y del ciclo de trabajo de *shoot-through*. Si el valor del inductor de

la red de impedancia tiende a aumentar, el cero del semiplano derecho tiende a dirigirse hacia el origen a través del eje real, esto causaría que el rendimiento del control se degrade. También, si el ciclo de trabajo de *shoot-through* aumenta, el cero del semiplano derecho se mueve hacia el origen a través del eje real. La ubicación del cero en el semiplano derecho representa otro factor de diseño importante a considerar para el diseño del control de microinversor Z-source [35].

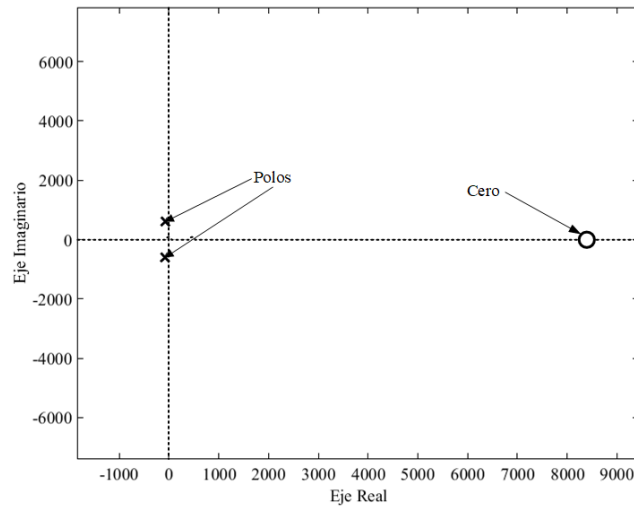


Fig. 4.6 Mapa de polos y ceros del microinversor Z-source.

4.2 Estrategia de Control para un Microinversor Z-source

En los capítulos anteriores se ha descrito más ampliamente la operación del microinversor Z-source, el cual es un convertidor de cc-ca de una sola etapa. El microinversor Z-source necesita controlar tanto el ciclo de trabajo del *shoot-through*, D_s , para regular la ganancia de la tensión de enlace cc del inversor y controlar el índice de modulación, M_a , manipular la operación de la etapa de conversión cc-ca del sistema. Por lo tanto, la estrategia de control que se implementó para el microinversor Z-source, consiste en dos lazos de control, donde un lazo busca controlar el ciclo de trabajo de *shoot-through* y el otro lazo controla el índice de modulación, como se muestra en la Fig. 4.7.

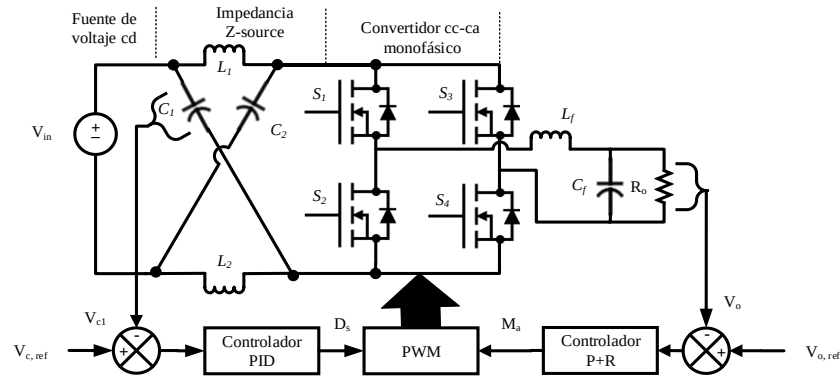


Fig. 4.7 Estrategia de control para el microinversor Z-source monofásico.

En la Fig. 4.7, se muestran dos tipos de controladores. El bloque que se muestra como controlador PID se encarga de regular el lado de corriente continua. La tarea a realizar por esta etapa es controlar el nivel de tensión del capacitor para que regule la ganancia del sistema e indirectamente manipule la tensión de enlace cc del inversor y así alcance el nivel deseado. Mientras que el bloque mostrado como controlador proporcional resonante (P+R) se encarga de comparar una señal senoidal de referencia utilizada para generar el índice de modulación M_a necesario para que el inversor produzca una tensión en corriente alterna con el nivel deseado.

4.2.1 Controlador PID

La estrategia de control a implementar consiste en dos lazos de control, uno que se encargará de controlar la parte de corriente continua y el otro lazo se encargará de controlar la parte de corriente alterna del microinversor Z-source. Para el lazo de corriente continua se implementó un controlador PID, el cual consiste en controlar indirectamente la tensión de enlace cc por medio del control de tensión del capacitor. El control se encargará de que la tensión del capacitor sea lo suficientemente alto para que la etapa inversora conformada por los cuatro MOSFETs del convertidor cc-ca monofásico, se alimente por la tensión cc necesario para producir una señal senoidal de salida al nivel de tensión deseado [36][37].

En la Fig. 4.8 se muestra el lazo de control del microinversor Z-source, la tensión del capacitor (V_{C1}) se compara con una señal de referencia para producir una señal de error, la señal de error alimenta al controlador PID para proporcionar el ciclo de trabajo de *shoot-through* necesario para que la tensión de enlace cc, V_d , sea lo suficientemente alto.

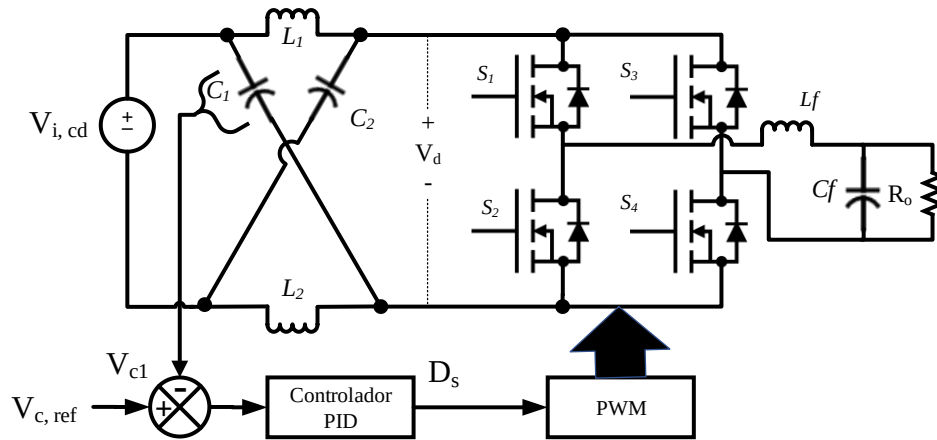


Fig. 4.8 Lazo de control de la parte de corriente continua del microinversor Z-source.

El valor de referencia del capacitor es un valor constante y puede ser calculado a partir de (4.5). La siguiente formula considerando los elementos parásitos de los elementos pasivos de la red de impedancia Z-source.

El control tratará que el valor de la tensión del capacitor alcance el mismo nivel que el valor de referencia, en otras palabras, el control se encargará que el error generado entre la comparación del valor de referencia y el valor de la tensión del capacitor sea 0.

X. Ding diseñó una estrategia de control que consiste en un compensador PID, la estrategia diseñada por X. Ding logra mejorar la respuesta transitoria del microinversor Z-source y simplificando el diseño del controlador [3] , con el cual su función de transferencia es:

$$G_c(s) = K \frac{(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}) \cdot (1 + \frac{s}{\omega_{z2}})}{s \cdot (1 + \frac{s}{\omega_p})} \quad (4.9)$$

La función de transferencia del controlador PID (4.9), está conformado por un compensador en adelanto, un polo (p) en el origen, un cero (z) y una ganancia, K . Para determinar los valores del compensador en adelanto, se necesita conocer la frecuencia de corte, f_c , y el ángulo θ necesario para que el sistema a compensar alcance el margen de fase deseado (45° a 60°).

La frecuencia de corte, f_c , para el compensador se seleccionó a 1 kHz (un décimo de la frecuencia de conmutación), el ángulo de fase en la frecuencia de corte es de -220° , para que el sistema sea estable, el margen de fase debe ser al menos 45° . Por lo tanto, el compensador tiene que adelantar la fase del sistema al menos 85° , para que el margen de fase del sistema sea 45° .

La función de transferencia del compensador en adelanto es (4.10), y para determinar los valores del polo (4.12) y del cero (4.11),

$$\text{Compensador} = \frac{(1 + \frac{s}{\omega_{z1}})}{(1 + \frac{s}{\omega_p})} \quad (4.10)$$

$$\omega_{z1} = 2\pi f_c \sqrt{\frac{(1 - \sin 85^\circ)}{(1 + \sin 85^\circ)}} = 274 \cdot \text{rad/s} \quad (4.11)$$

$$\omega_p = 2\pi f_c \sqrt{\frac{(1 + \sin 85^\circ)}{(1 - \sin 85^\circ)}} = 1.4391 \cdot 10^5 \text{ rad/s} \quad (4.12)$$

Con la ayuda de la herramienta de la plataforma interactiva SISOTOOL del Software MATLAB® se utilizó para determinar la ubicación del cero restante (ω_{z2}) y seleccionar la ganancia para que el sistema tenga la respuesta dinámica deseada. Por medio de SISOTOOL se puede manipular la ubicación del cero y la ganancia, K, e ir observando cómo afectan estos cambios al diagrama de bode hasta obtener margen de fase de 45°. Los valores seleccionados correspondientes al cero y a la ganancia K se muestran en la Tabla 4.1

Tabla 4.1 Valores de la ganancia K y ω_{z2} del controlador PID.

Ganancia (K)	1.56
Ubicación del cero	-367.71 rad/s

La función de transferencia del controlador en el dominio de Laplace (“s”) es:

$$G_{PID}(s) = 1.5612 \frac{(s + 274)(s + 368)}{s(s + 1.44 \cdot 10^5)} \quad (4.13)$$

En la Fig. 4.9 se muestra el diagrama de Bode del microinversor Z-source sin compensar (línea punteada) y con el controlador (línea continua), y se puede observar que a la frecuencia de 1 kHz se compensó 85° debido al compensador en adelanto.

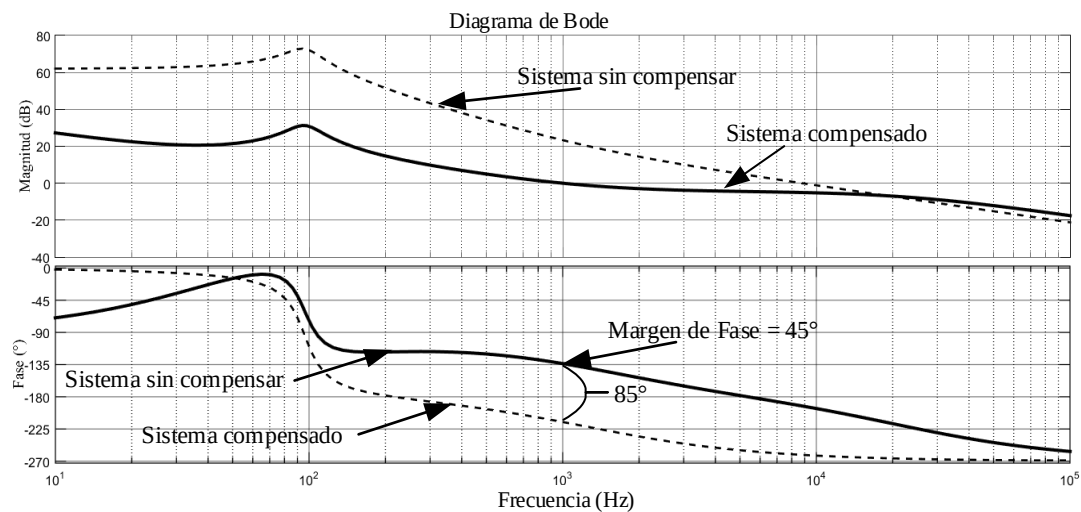


Fig. 4.9 Diagrama de Bode del sistema del microinversor Z-source con el controlador y sin controlador.

4.2.2 Regulador del Lado de Corriente Alterna

En esta sección se presenta el diseño del controlador que se encarga de regular la parte de corriente alterna del microinversor Z-source. Esta etapa busca mantener el nivel de tensión de corriente alterna en la salida constante ante cambios en la carga del microinversor Z-source.

Con el fin de mantener una buena respuesta en la salida del microinversor Z-source se implementó un controlador Proporcional Resonante (P+R). El controlador P+R ofrece un buen desempeño en producir una señal senoidal en la salida del microinversor, en el caso ideal el controlador P+R se caracteriza por tener una ganancia infinita en la frecuencia de resonancia, ω_0 , la Ecuación 4.14 muestra la función de transferencia del controlador P+R ideal. [38][39][40].

$$G_{PR,ideal}(s) = K_p + \frac{2K_i s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4.14)$$

donde, k_p representa la ganancia proporcional, k_i , es la ganancia integral, $\omega_0(=2\pi f_0)$ es la frecuencia resonante.

En la Fig. 4.10, se muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia del controlador P+R ideal, se puede observar que a la frecuencia de resonancia la ganancia es infinita. El controlador P+R ideal tiene problemas de estabilidad debido a su ganancia infinita, para solucionar el problema de estabilidad, se puede utilizar un controlador P+R no ideal representado por la (4.15).

$$G_{PR,no\ ideal}(s) = K_p + \frac{2K_i \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (4.15)$$

donde ω_c representa la frecuencia de corte del controlador.

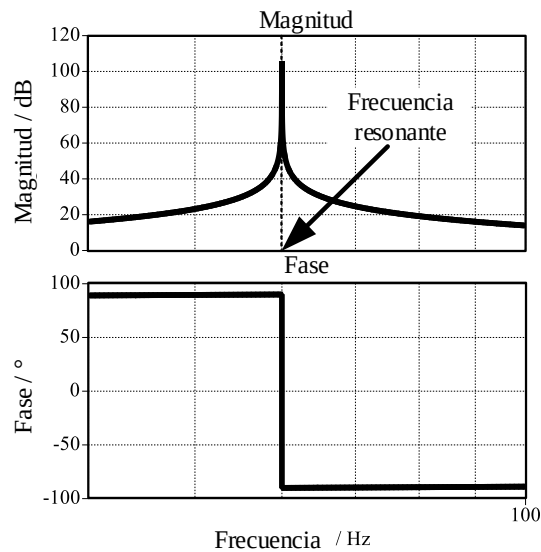


Fig. 4.10 Diagrama de Bode de la función de transferencia del controlador proporcional resonante ideal

La selección K_p , K_i y ω_c deben ser seleccionadas para brindar una buena respuesta del sistema, hay muchas maneras de diseñar un controlador P+R, y el proceso de diseño consiste en observar y ajustar cada uno de los valores de K_p , K_i y ω_c . La ganancia del control P+R incrementa cuando K_i aumenta, pero K_i no tiene efecto en la fase del controlador. Cuando K_p aumenta, el valor de la magnitud del controlador aumenta, pero la fase decreciente. La frecuencia de corte, ω_c , permite ajustar el ancho de banda del controlador, conforme ω_c aumente la magnitud y la fase del controlador incrementa [39].

Para aplicaciones en convertidores cc-ca, la frecuencia de resonancia se establece a 60 Hz, así, todos los elementos a 60 Hz serán amplificados despreciando los elementos de otras frecuencias.

Los valores de los elementos que se utilizaron para el controlador P+R se muestran en la Tabla 4.2, la frecuencia resonante son 60 Hz, debido a que es la frecuencia fundamental del microinversor Z-source es 60 Hz.

Tabla 4.2 Parámetros para el controlador P+R

Ganancia Proporcional, K_p	0.1
Ganancia Integral, K_i	1000
Frecuencia Resonante, ω_0	377 rad/s
Frecuencia de Corte, ω_c	10 rad/s

4.3 Conversión del Dominio de Laplace al Dominio Discreto z

Todo el análisis del microinversor Z-source ha sido desarrollado en el dominio del tiempo, y las funciones de transferencia para el análisis del sistema del microinversor Z-source y de los dos lazos de control se han desarrollado en términos del dominio de Laplace, s .

La herramienta de SISOTOOL de MATLAB cuenta con la función para realizar la conversión del sistema en tiempo continuo a tiempo discreto y viceversa, cuenta con las conversiones de retenedor de orden cero, la transformada bilineal (Tustin) y la igualación de polos y ceros.

Los dos lazos de control se discretizaron utilizando la transformada bilineal y se muestran las funciones de transferencia del controlador PID en (4.16) y el controlador en (4.17) con un tiempo de muestreo, T_{sd} , de 2×10^{-5} segundos para el controlador PID y un tiempo de muestreo, T_{sd} , de 1×10^{-4} segundos para el controlador Proporcional Resonante.

$$G_{PID}(z) = 0.64419 \frac{(z - 0.9945)(z - 0.9927)}{(z - 1)(z + 0.18)} \quad (4.16)$$

$$G_{PR}(z) = 0.034 + 9.609 \frac{0.012075z^2 - 0.01206209z}{z^2 - 1.007324z + 0.9987442} \quad (4.17)$$

5 Resultados del Microinversor Z-source

5.1 Simulación del Microinversor Z-source en Lazo Abierto

El circuito utilizado en la simulación del Microinversor Z-source se muestra en la Fig. 5.1, en donde se puede observar que el sistema no está retroalimentado. En esta sección se presenta la demostración de la operación del microinversor y la validación de la selección de los elementos pasivos que conforman la red de impedancia, la selección del índice de modulación, M_a , y el ciclo de trabajo *shoot-through*, D_s .

Los parámetros de operación del microinversor Z-source utilizados en la simulación son los siguientes:

- La tensión de entrada, V_{in} es +48 V
- Técnica de modulación aumento de tensión simple (Simple Boost Control), el ciclo de trabajo de *shoot-through* máxima está limitada a $1-M_a$
- Ciclo de trabajo del estado *shoot-through*, $D_s = 0.365$
- Frecuencia de conmutación, $f_s = 10$ kHz.
- Frecuencia de la tensión de salida a 60 Hz
- Tensión RMS de salida, $V_o = 80$ V
- Rizo de la tensión del capacitor, $k_v = 0.7\%$
- Rizo de la corriente del inductor, $k_i = 38\%$
- Potencia salida del inversor, $P_{out} = 85$ watts

La simulación se realizó utilizando el software de simulación para electrónica de potencia PLECS® de la compañía Plexim. PLECS® facilita el modelado y la simulación del sistema, incluyendo fuentes de alimentación, convertidores de potencia y cargas, además, permite conectar componentes típicos de electrónica de potencia como inductores, dispositivos

semiconductores y capacitores en una interfaz visual que permite colocarlos y conectarlos por medio de cables que son dibujados en la interfaz [41].

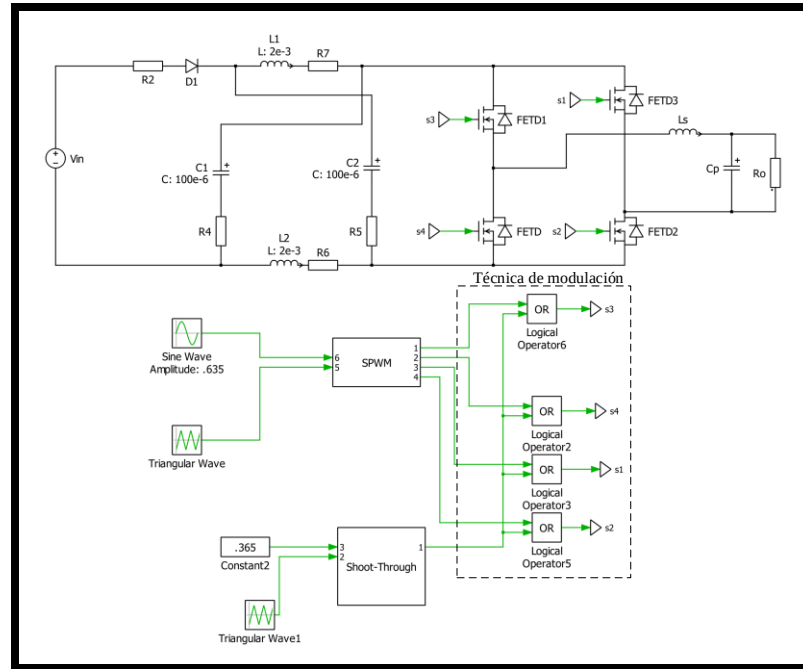


Fig. 5.1 Diagrama esquemático del microinversor Z-source monofásico en el software de PLECS®.

En la Fig. 5.1 se muestra el diagrama esquemático donde se distingue el diagrama a bloques correspondiente a la técnica de modulación implementada. Esta técnica de modulación consiste de la suma de la técnica SPWM tradicional y la comparación de una señal constante para producir los estados de *shoot-through*. También, se puede observar que la suma de los índices de modulación de ambas técnicas PWM son la unidad, eso quiere decir que se está trabajando con el ciclo de trabajo de *shoot-through* máximo que puede trabajar el microinversor Z-source con respecto al índice de modulación de la técnica SPWM. En el diagrama esquemático presentado en la Fig. 5.1 los valores de los elementos parásitos de los componentes se han despreciado con el propósito de simplificación.

En la Fig. 5.2 se muestran los patrones de las señales PWM para la conmutación del microinversor Z-source, en donde, los interruptores S_1 y S_2 corresponden a los dos MOSFETs de una misma rama y los interruptores S_3 y S_4 corresponden a la otra rama de la topología de

puente completo del convertidor cc-ca. En la Fig. 5.2 se puede apreciar el instante en el que los interruptores de una misma rama se activan para provocar un corto-circuito en la rama correspondiente.

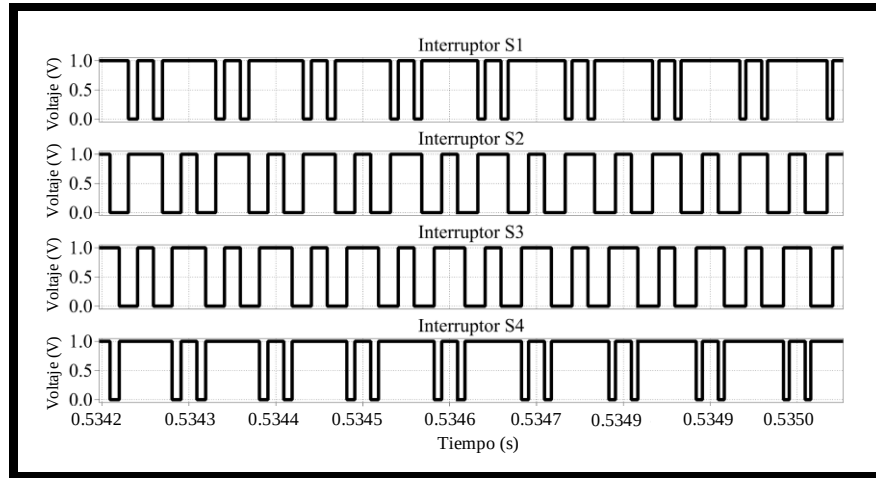


Fig. 5.2 Patrón de pulsos para la conmutación del microinversor Z-source.

En la forma de onda de la parte superior de la Fig. 5.3 se muestra la tensión ca de salida del microinversor Z-source con una frecuencia de 60 Hz, el voltaje de pico, $\hat{V}_o$, es 113.43 V, y tensión eficaz, $V_{o,RMS}$, de 80.35 V. La forma de onda de la parte inferior de la Fig. 5.3 muestra la potencia instantánea de salida, la carga resistiva está conformada por una resistencia de 75 Ω , el valor eficaz de la potencia de salida es de 85 watts.

Como se ha mencionado en el Capítulo 3 y Capítulo 4, la tensión cc de enlace debe ser lo suficientemente grande para que la etapa de conversión cc-ca logre producir la tensión ca de salida deseado con el índice de modulación calculado. En la Fig. 5.4 se puede observar en la parte superior, la tensión de enlace del microinversor Z-source, y se puede apreciar que de una tensión de entrada V_{in} , de 48 V, se obtiene un nivel de tensión más grande, el voltaje pico de la tensión cc de enlace, V_d , alcanza los 200 V y su valor promedio es de 116.199 V. En la parte inferior se muestra la tensión del capacitor, V_{C1} , donde su valor promedio es de 116.21 V, por lo tanto, en la simulación se demuestra que el valor promedio de la tensión de enlace cc tiene el

mismo valor que el valor promedio del capacitor. En la estrategia de control se implementó un control indirecto de la tensión cc de enlace por medio de la tensión promedio del capacitor.

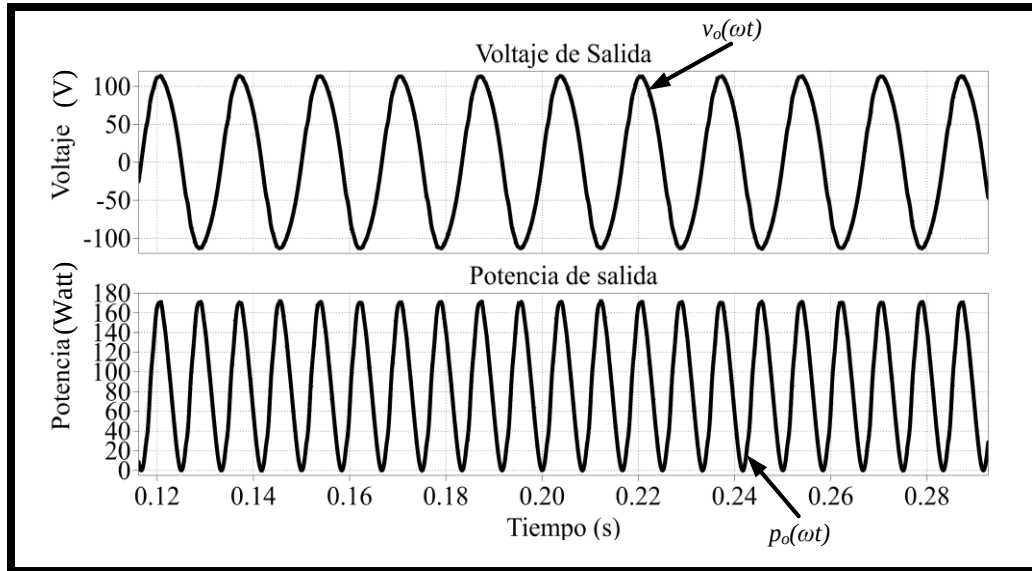


Fig. 5.3 Simulación de la variación de la tensión y la potencia de salida con respecto al tiempo.

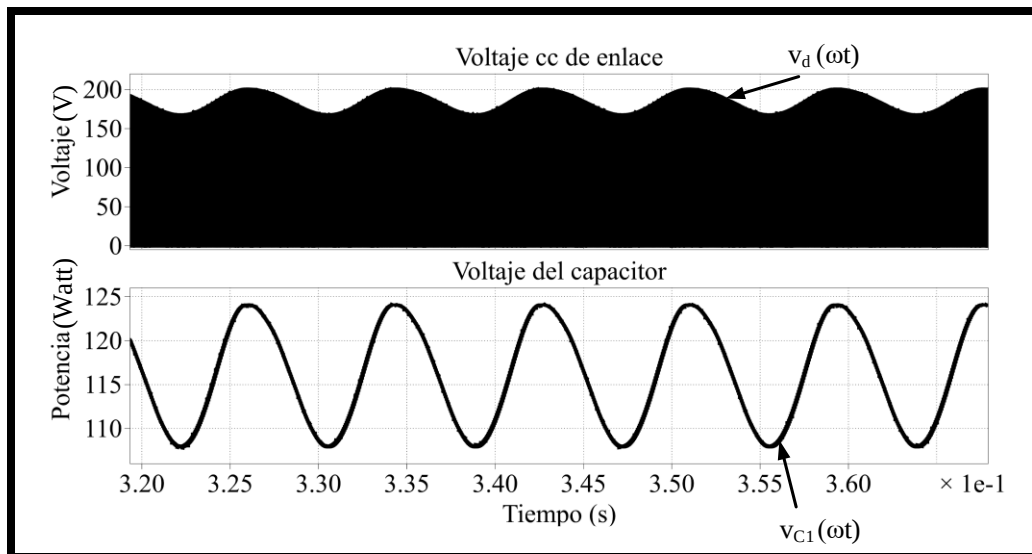


Fig. 5.4 Resultados de simulación de la tensión de enlace, V_d y la tensión del capacitor V_{C1} con respecto al tiempo.

En la Fig. 5.5 se muestran las formas de onda de la corriente en el inductor, L_1 y el voltaje a través del capacitor C_1 , los valores de rizo de la corriente del inductor y de la tensión del capacitor son 37.23% y 0.07% respectivamente. La corriente promedio del inductor, I_{L1} , es 1.78956 A, y se puede comprobar con (4.7) del análisis del Capítulo 4.

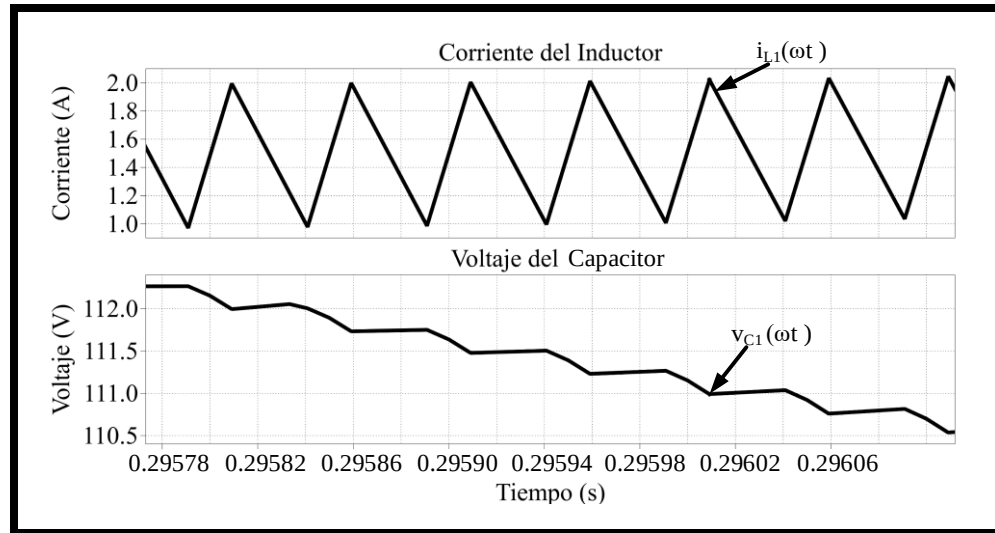


Fig. 5.5 Resultados de simulación de la corriente a través del inductor, i_{L1} , y la tensión a través del capacitor, v_{C1} , con variación del tiempo.

5.2 Simulación del Microinversor Z-source en Lazo Cerrado

El diagrama esquemático de la conexión del microinversor Z-source en lazo cerrado se muestra en la Fig. 5.6, y se puede observar los dos lazos de control utilizados. El lazo de control de *shoot-through* se encarga de manipular la ganancia del circuito para que la tensión de enlace cc sea lo suficientemente grande, la tensión de referencia, $V_{c,ref}$, indica el nivel de tensión que el capacitor de la red de impedancia debe alcanzar para que el microinversor Z-source tenga la ganancia deseada. El lazo de control de la parte de corriente alterna que consiste en un controlador proporcional resonante (P+R), consiste en proporcionar el índice de modulación necesario para que la tensión ca de salida sea igual que la señal de referencia $V_{o,ref}$, en otras palabras, $V_{o,ref}$ definirá la magnitud, y la frecuencia de la tensión de salida.

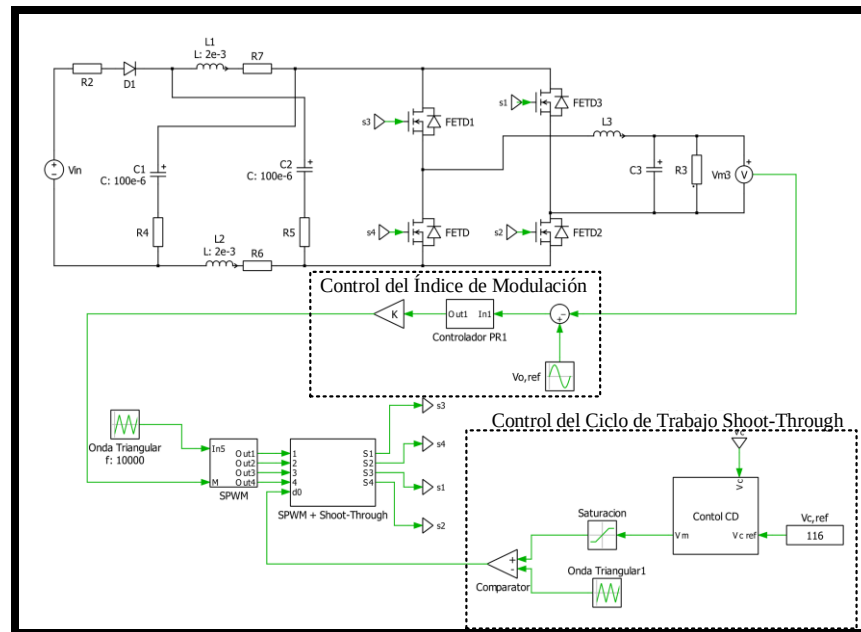


Fig. 5.6 Diagrama esquemático del sistema de control del microinversor Z-source en lazo cerrado.

El esquema del diagrama a bloques de los controladores utilizados en la simulación se muestra en la Fig. 5.7, en donde cada uno de los controladores tienen la estructura para ingresar los valores correspondientes a la función de transferencia de cada controlador según (4.16) y (4.17).

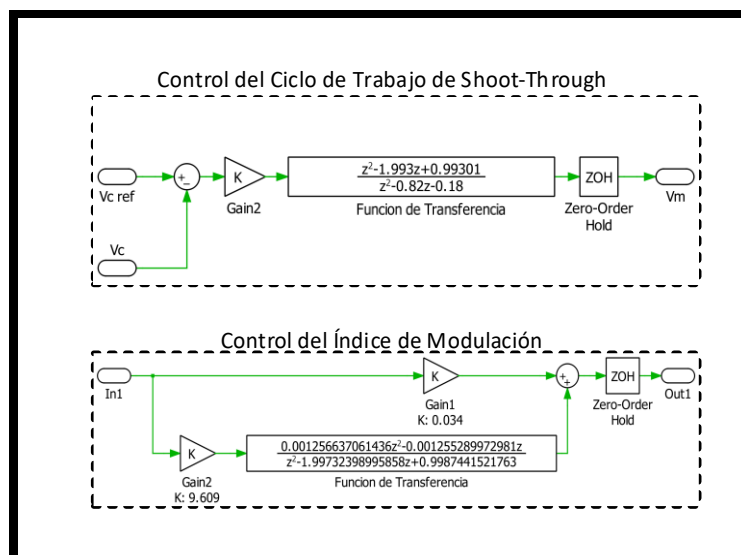


Fig. 5.7 Diagrama a bloques de los controladores del microinversor Z-source.

La forma de onda de la gráfica superior de la Fig. 5.8 muestra la tensión ca de salida del microinversor Z-source, a una frecuencia de 60 Hz, y un valor eficaz de 78.86 V, donde se puede apreciar que la forma de onda de la tensión de salida mantiene una forma muy cercana a la senoidal. La forma de onda en la gráfica inferior (Fig. 5.8) corresponde a la variación en el tiempo de la potencia de salida instantánea a través de la resistencia de 75Ω , arrojando un valor promedio de potencia de 85.33 watts.

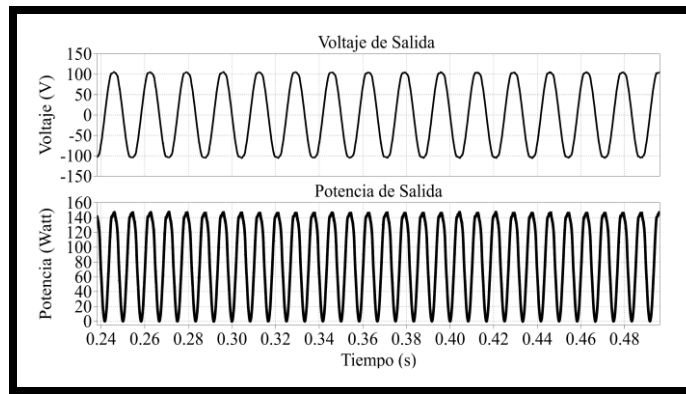


Fig. 5.8 Resultados de simulación de la tensión y potencia de salida a través de la carga resistiva del microinversor Z-source.

Es importante que el control del microinversor Z-source tenga una buena operación durante el arranque del sistema. La tensión del capacitor, V_{C1} antes encender al microinversor es 0 V, después de encender el microinversor la tensión del capacitor, V_{C1} , aumentará hasta alcanzar la tensión de referencia. Durante el arranque del microinversor Z-source, la tensión del capacitor, V_{C1} tarda 0.025 segundos en alcanzar el valor de referencia y estabilizarse, en la Fig. 5.9 se muestra el resultado de simulación de la tensión del capacitor en el momento de arranque del circuito aumenta hasta alcanzar el nivel de tensión de referencia, donde el valor de referencia es de 116 V.

En la Fig. 5.10 se muestra el comportamiento de la tensión cc de enlace $V_d(\omega t)$, se puede apreciar que la tensión cc de enlace, $V_d(\omega t)$, y la tensión del capacitor $V_{C1}(\omega t)$ tienen el mismo comportamiento. Esto demuestra la influencia que tiene el control del capacitor C_1 sobre la

tensión cc de enlace, V_d , del inversor y efectividad del control indirecto de la tensión cc de enlace.

El valor pico de la tensión de enlace, $\widehat{V}_d$ es de 179 V, utilizando la Ec. 3.18 el factor de aumento del microinversor Z-source, B es 3.729.

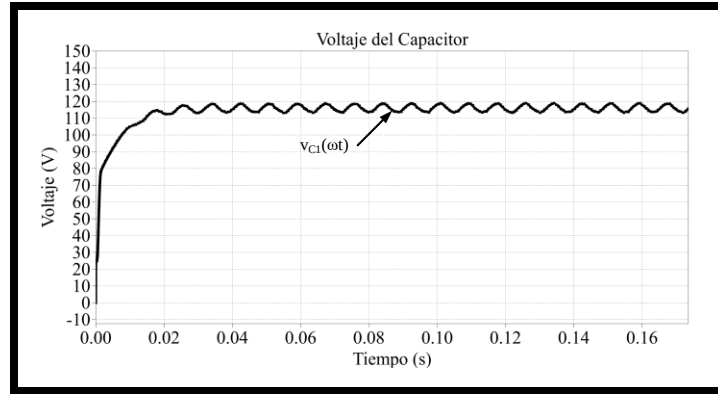


Fig. 5.9 Resultado de simulación de la variación con respecto al tiempo de la tensión del capacitor, v_{C1} , en lazo cerrado.

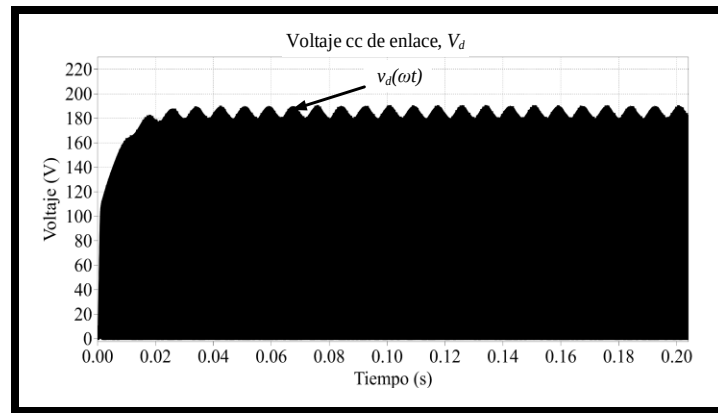


Fig. 5.10 Resultado de simulación de la forma de onda de la tensión cc, V_d , de enlace del Microinversor Z-source.

El lazo de control de *shoot-through* se encarga de mantener la tensión cc de enlace al valor del nivel de referencia, esto quiere decir que, si la tensión de entrada disminuye el controlador debe compensar aumentando la ganancia del microinversor con un aumento en el ciclo de trabajo de *shoot-through*. De manera similar, si la tensión de entrada disminuye, el

microinversor debe disminuir el ciclo de trabajo de *shoot-through* debido a que necesita menos ganancia.

5.2.1 Control ante un Cambio en la Tensión de Entrada

Durante la operación del microinversor Z-source, el lazo de control del ciclo de trabajo de *shoot-through* se encarga de ajustar la ganancia del circuito para elevar la tensión cc de entrada del microinversor y obtener el nivel de tensión ca de salida deseado. El microinversor Z-source se puede enfrentar a casos en el que durante la operación la tensión de entrada, V_{in} , aumente o disminuya. En el caso de que aumente la tensión de entrada, V_{in} , el ciclo de trabajo de *shoot-through*, D_s , disminuye, y en el caso que disminuya la tensión de entrada, el ciclo de trabajo *shoot-through*, D_s , aumenta.

El lazo de control de *shoot-through* busca que el error entre la tensión de referencia y la tensión del capacitor sea 0, y es importante que, durante un cambio en el nivel de tensión de entrada, la tensión del capacitor busque alcanzar el valor de referencia lo más rápido posible y con la menor oscilación posible. La Fig. 5.11 muestra los resultados de simulación del efecto de la tensión del capacitor, V_{Cl} ante una reducción en la tensión de entrada, V_{in} . En el instante en el que cae la tensión de entrada, V_{in} , la tensión del capacitor, V_{Cl} , cae por un instante, debido al ajuste del ciclo de trabajo de shoot-trough, D_s , y tarda 0.021 segundos para volver a alcanzar el valor de referencia.

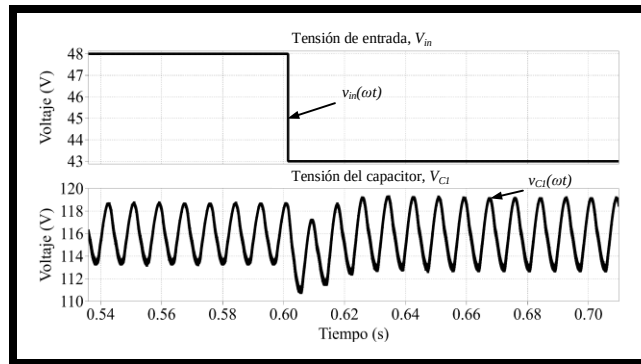


Fig. 5.11 Resultados de simulación del efecto de la tensión del capacitor, V_{Cl} , ante una reducción en la tensión de entrada, V_{in} , de +48 V a +43 V.

La Figura 5.12 muestra el efecto de la tensión del capacitor V_{cl} , ante un aumento en la tensión de entrada, V_{in} . En el instante que la tensión de entrada cambia de +48 V a +53 V, la tensión del capacitor aumenta debido a que el ciclo de trabajo de *shoot-through*, D_s , aumentó, después tarda 0.022 seg en volver a alcanzar el nivel de referencia.

En ambos casos se considera que el tiempo que toma la tensión del capacitor V_{cl} , en alcanzar el valor de referencia ante un cambio en la tensión entrada, V_{in} , es adecuado, debido a que no se ve afectado la forma de onda ni la tensión ca de salida, V_o . También se aprecia que la oscilación que presenta el comportamiento de la tensión del capacitor, V_{cl} , se amortigua rápidamente.

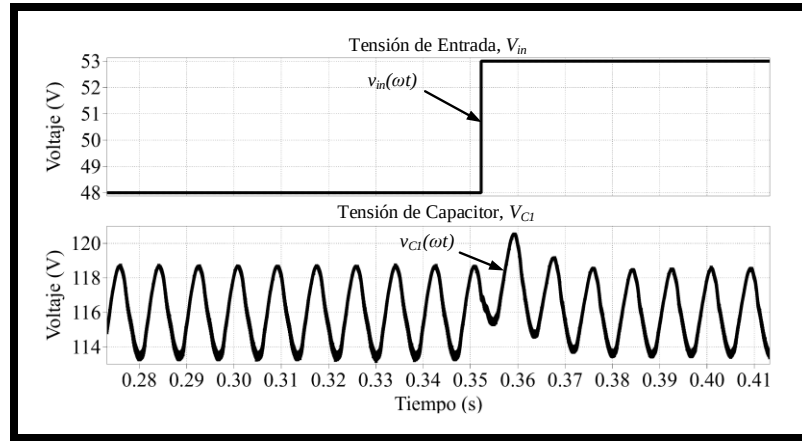


Fig. 5.12 Resultado de simulación del efecto de la tensión del capacitor, V_{cl} , ante un aumento en la tensión de entrada, V_{in} , de +48 V a +53 V.

5.2.2 Control ante un Cambio en la Carga

El controlador P+R, se encarga de mantener el valor eficaz de la tensión de salida a un nivel de 80 V y a una frecuencia de 60 Hz, para verificar la estabilidad del control en lazo cerrado, el microinversor se sometió a una prueba que consiste en cambiar la carga durante la operación del microinversor y observa el tiempo que tarda en estabilizarse. En la Fig. 5.13 se muestra la potencia de salida del microinversor Z-source y se aprecia el momento en que la demanda de potencia se incrementa de 85 watts a 106.25 watts (aumento del 25%), mientras que la tensión de salida mantiene su nivel de tensión ante el cambio en la demanda de potencia

de salida. El tiempo que tardó en estabilizarse fue de 4 mseg. Otra prueba consistió en un cambio en la demanda de potencia de 85 a 122 watts (aumento del 50%) y el tiempo de estabilización fue de 7 mseg.

La Fig. 5.14 muestra el cambio en la demanda potencia de salida del microinversor Z-source de 85 a 63.75 watts (decremento del 25%), con un tiempo de estabilización de 5 mseg. En las pruebas de simulación se observó que la tensión de salida sigue manteniendo el mismo nivel, en el instante que cambia la potencia se alcanza a observar una leve perturbación en la tensión de salida, pero el tiempo que dura la perturbación es demasiado corto.

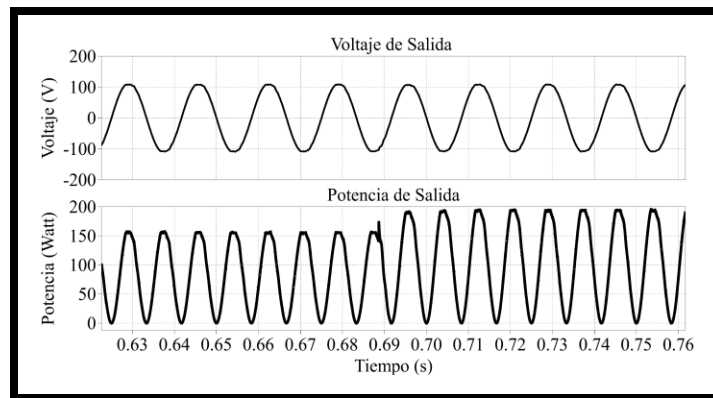


Fig. 5.13 Resultados de simulación de las formas de onda de la tensión y la demanda de potencia de salida ante un aumento del 25% en la carga.

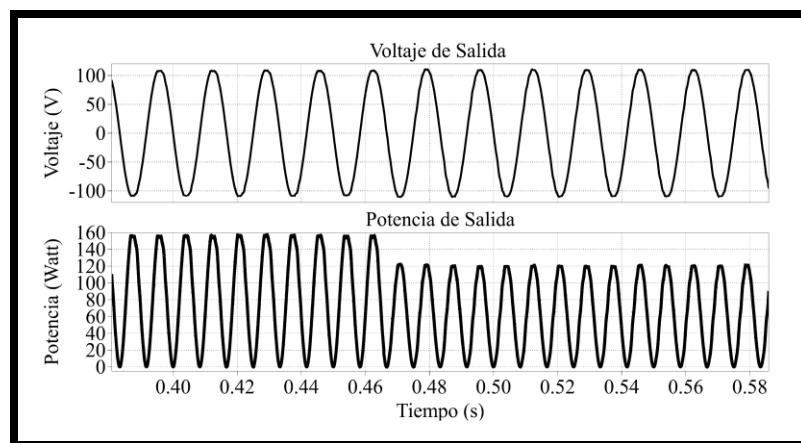


Fig. 5.14 Resultados de simulación de las formas de onda de la tensión y la demanda de potencia de salida ante un decremento del 25% en la carga.

5.3 Resultados Experimentales del Microinversor Z-source

En esta sección se describe el proceso experimental y se muestran los resultados de la operación del prototipo del microinversor Z-source. Mediante este proceso se demostró la influencia que tiene el estado *shoot-through* en la ganancia del microinversor, pero, conforme aumenta el ciclo de trabajo de *shoot-through* también aumenta el estrés de los MOSFETs de la etapa de conversión cc-ca provocando que los elementos de conmutación aumenten su temperatura considerablemente.

La Fig. 5.15 muestra el prototipo del microinversor Z-source utilizado para realizar la experimentación de este trabajo de investigación, la red de impedancia conformado por los dos capacitores de 100 μF (C_1 y C_2) y los dos inductores de 2 mH compartiendo el mismo núcleo, además, se indica el circuito (IR2110) de disparo y la etapa de optoacopladores (6N137)

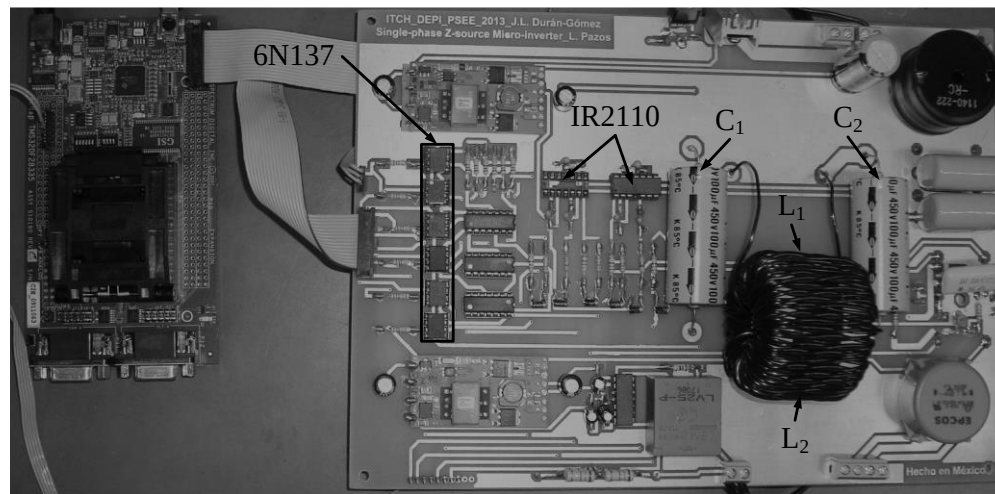


Fig. 5.15 Prototipo experimental del microinversor Z-source monofásico y la tarjeta de desarrollo del procesador digital de señales, eZdsp TMS320F28335 de Texas Instruments®.

En las Figuras que se muestran en esta sección se presentan las mediciones realizadas durante la experimentación del microinversor Z-source conectado a una carga puramente

resistiva. Los parámetros eléctricos y de modulación PWM utilizados se muestran en la Tabla 5.1.

Tabla 5.1 Parámetros eléctricos y de modulación PWM del prototipo del microinversor Z-source

Tensión de entrada, V_{in}	48 V
Corriente de entrada, I_{in}	2.29 A
Ciclo de trabajo de <i>shoot-through</i> , D_s	0.365
Índice de modulación, M_a	0.635

La Fig. 5.16 muestra los resultados experimentales de la tensión y la corriente de salida del microinversor Z-source. La tensión de salida utilizando los parámetros de la Tabla 5.1 en la experimentación fue de 69.7 V_{RMS} conectado a una resistencia de 75 Ω entregando una corriente de salida de 888 mA, arrojando una eficiencia del 56%. Si se utilizan los parámetros de la Tabla 5.1 en el inversor ideal (no existen elementos parásitos en la red de impedancia) la tensión de salida del inversor Z-source ideal es de 80 V_{RMS}. Se encontró que la causa que hace que disminuya la eficiencia y limita la ganancia del microinversor son los elementos parásitos de la red de impedancia, en las siguientes pruebas experimentales se observa, el efecto de los elementos parásitos de los inductores (L_1 y L_2) de la red de impedancia sobre la eficiencia.

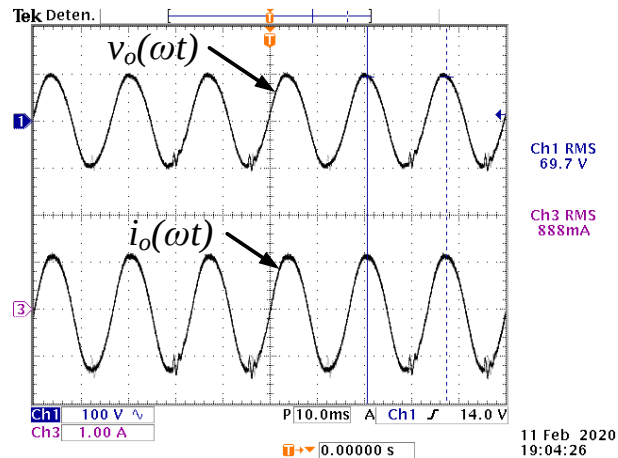


Fig. 5.16 Resultados experimentales de la variación con respecto al tiempo de la tensión, $v_o(\omega t)$ y corriente, $i_o(\omega t)$ de salida del microinversor Z-source.

En la Fig. 5.17 se puede observar los resultados experimentales de la variación en el tiempo de la tensión del capacitor (C_1), v_{C1} , y la variación de la tensión de enlace, V_d , y se puede apreciar que el nivel de ambas tensiones son similares, el valor teórico para el valor de V_{C1} y V_d es 114 V mientras que la prueba experimental arrojó 108 V y 106 V respectivamente.

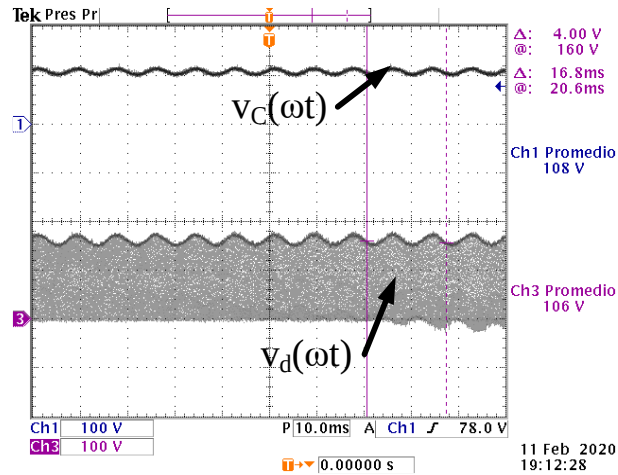


Fig. 5.17 Resultados experimentales de la variación con respecto al tiempo de la tensión del capacitor, $V_{C1}(\omega t)$ y la tensión de enlace cc, $V_d(\omega t)$ del microinversor Z-source.

La Fig. 5.18 muestra los resultados experimentales de los patrones de pulsos de la primera rama de la topología puente completo del microinversor, y se aprecia el momento en el que ocurre el estado de *shoot-through*, que ocurre cuando los dos interruptores (la Fig. 2.10 muestra la configuración de los MOSFETs del microinversor Z-source) en una misma rama son activados al mismo tiempo, además,

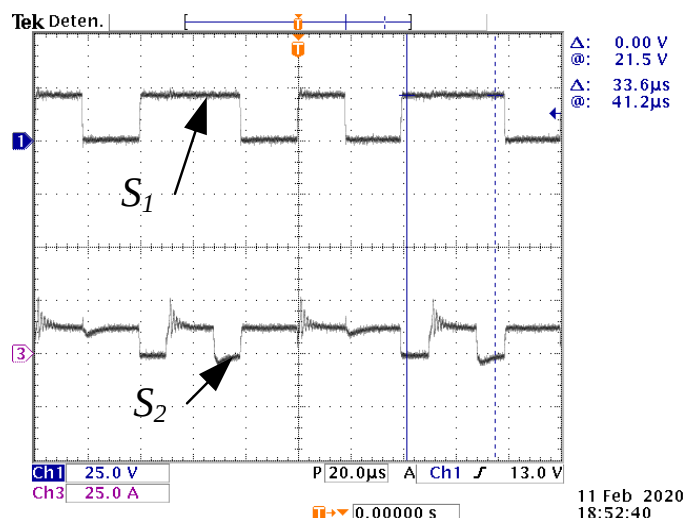


Fig. 5.18 Resultados experimentales del patrón de pulsos de disparo de los MOSFETS S_1 y S_2 del convertidor cc-ca monofásico.

En la Tabla 5.2 se muestran los parámetros eléctricos y de modulación utilizados para las siguientes pruebas experimentales con el propósito de aumentar la ganancia del microinversor Z-source.

Tabla 5.2 Parámetros eléctricos y de modulación de experimentación en el prototipo de microinversor Z-source.

Tensión de entrada, V_{in}	48 V
Corriente de entrada, I_{in}	3.67
Ciclo de trabajo de <i>shoot-through</i> , D_s	0.398
Índice de modulación, M_a	0.6022

Utilizando los parámetros de la Tabla 5.2, y despreciando los elementos parásitos de los componentes pasivos y de los semiconductores del convertidor cc-ca la tensión de salida del microinversor Z-source dio como resultado un valor de 100 V. La prueba experimental se muestra en la Fig. 5.19 y la tensión de salida fue de 84.5 V, conectado a una resistencia de carga de 75 Ω , y una corriente de salida de 1.12A, entregando una eficiencia del 52%.

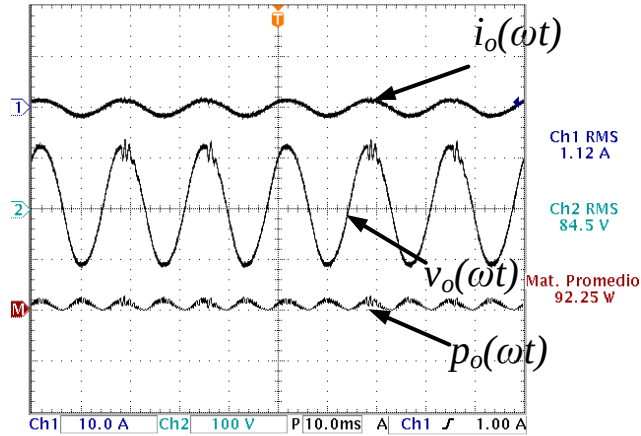


Fig. 5.19 Resultados experimentales de la variación con respecto al tiempo de la tensión de salida, $v_o(\omega t)$, corriente, $i_o(\omega t)$ y potencia $p_o(\omega t)$ del microinversor Z-source.

Se observó que conforme aumenta la ganancia del microinversor Z-source la eficiencia disminuye, y la principal causa del decremento en la eficiencia son los inductores de la red de impedancia Z-source (L_1 y L_2). Utilizando los parámetros de la Tabla 5.1, la potencia consumida por un inductor de la red de impedancia es de 18 watts, afectando en un 32% a la eficiencia del microinversor (por los dos inductores, L_1 y L_2) como se muestra en la Fig. 5.20(a). La siguiente prueba consistió en exigir una mayor ganancia al microinversor que en la prueba anterior, se utilizó los parámetros de la Tabla 5.2 la potencia consumida por cada inductor es 32.89 watts afectando en un 67% a la eficiencia del microinversor, como se muestra en la Fig. 5.20(b).

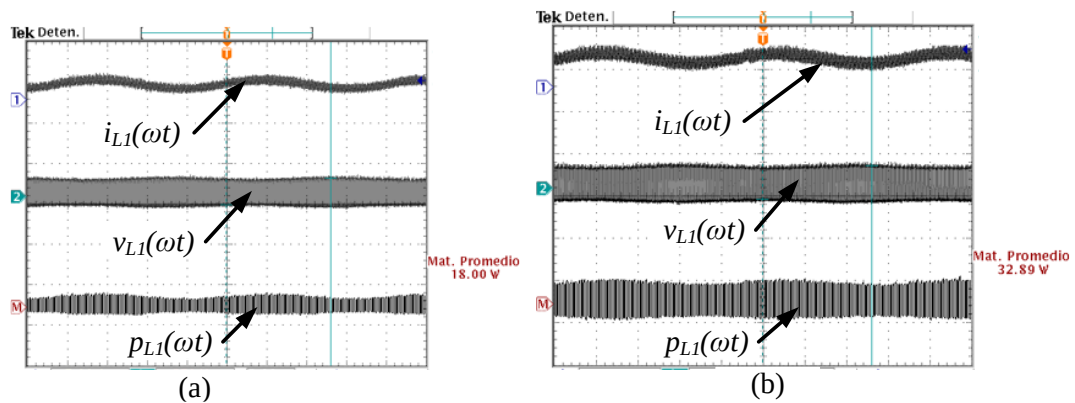


Fig. 5.20 Resultados experimentales de la variación con respecto al tiempo de la corriente $i_{L1}(\omega t)$, tensión $v_{L1}(\omega t)$ y potencia $p_{L1}(\omega t)$, en el inductor.

Se realizaron varias pruebas experimentales en donde se fue variando el ciclo de *shoot-through* en un rango de 0 a 0.45, operando con varios índices de modulación, siguiendo la restricción de que la suma de estos dos factores no exceda a la unidad ($D_s + M_a \leq 1$), se observó que el valor efectivo máximo que se obtuvo con el microinversor Z-source fue de 83.7 V_{RMS}. En la Fig. 5.21 se muestra el diagrama 3D de la relación del índice de modulación, M_a , el ciclo de *shoot-through*, D_s y la tensión de salida, V_o .

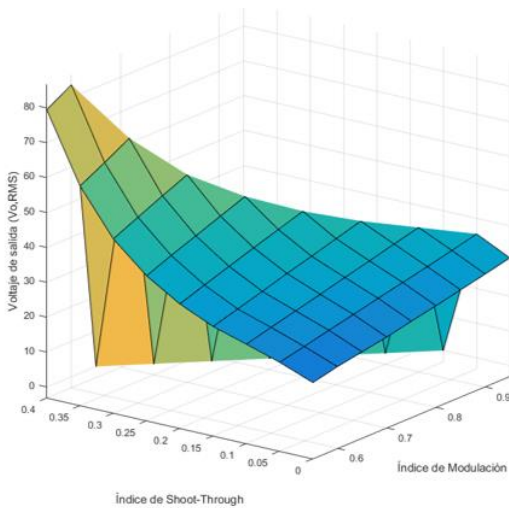


Fig. 5.21 Diagrama 3D de la relación de la tensión de salida, V_o con respecto al índice de modulación, M_a y el ciclo de trabajo de *shoot-through*, D_s .

Una de las principales desventajas que se enfrentó durante la experimentación del prototipo del inversor Z-source fue el estrés en los MOSFETs de la etapa de conversión cc-ca, en las pruebas experimentales que consistieron en aumentar el ciclo de trabajo de *shoot-through* para aumentar la ganancia del circuito se observó que la temperatura de los elementos de conmutación su temperatura aumentaba hasta llegar a dañarlos.

Las pruebas experimentales en lazo cerrado no pudieron realizarse debido a que no se cuenta con los sensores para medir la tensión del capacitor y la tensión de salida del inversor. Debido a que el proceso para conseguir los sensores de voltaje requiere de varias semanas y este trabajo de investigación debe concluir, la experimentación en lazo cerrado queda pendiente como trabajo a futuro del tema de tesis.

6 Conclusiones

En este trabajo de tesis se ha presentado una alternativa para la conversión de energía al presentar el diseño e implementación de un microinversor Z-source para convertir la energía en corriente continua a corriente alterna, como también su técnica de modulación.

Es importante destacar que el inversor Z-source es el primer inversor de fuente de impedancia y a partir de su análisis se derivan las topologías que buscan mejorar la operación de un inversor Z-source, las topologías de fuente de impedancias pueden operar con la misma técnica de modulación desarrollada en este trabajo de investigación.

La ganancia del microinversor Z-source se encuentra limitada debido a los elementos parásitos de la red de impedancia (principalmente los inductores L_1 y L_2) y a los elementos de conmutación que conforma la etapa de conversión cc-ca, con una tensión de entrada de 48 V en corriente continua, la tensión máximo que se logró obtener en la salida fue de 83V en corriente alterna y conforme se le exigía mayor ganancia al microinversor Z-source, los MOSFETs que conforman la parte de conversión de energía tendían a calentarse excesivamente. Por lo que se comprobó que el inversor Z-source no es adecuado para niveles de tensión muy bajos debido a que exigiría una mayor ganancia.

El circuito de disparo fue implementado con el circuito integrado IR2110 y se elaboró conforme a lo especificado en las hojas de datos de la compañía fabricante, pero aun así se presentaron problemas respecto a la conmutación del microinversor Z-source y se resolvieron aumentando el valor de la capacitancia de bootstrap de manera experimental hasta que las señales de conmutación accionaran a los MOSFETs adecuadamente.

La potencia de operación fue de 85 watts debido a que se quería comprobar la operación del microinversor Z-source con respecto a la técnica de modulación implementada, y debido a que presentaba problemas respecto al calentamiento del inversor Z-source y no llegar a dañar el prototipo para no retrasar la investigación.

La experimentación en lazo cerrado no logró ser implementada debido a problemas que se presentaron con respecto a la falta de material para implementar esta etapa, pero se cuenta con el respaldo de la comprobación por simulación con el software PLECS® y PSIM®.

El código de programación se elaboró por medio del Software PSIM® una vez que se comprobó la simulación tanto en lazo abierto como en lazo cerrado, se generó el código de programación en lenguaje de alto nivel “C” utilizando las herramientas que cuenta el software y cargarlo en Code Composer®. El código de programación se cargó en la tarjeta de desarrollo eZdsp TMS320F28335 para que operara a una frecuencia de conmutación de 10 kHz y una frecuencia fundamental de 60 Hz.

El desarrollo de este trabajo de investigación significa el punto de partida en el Tecnológico Nacional de México / Instituto Tecnológico de Chihuahua en el área de inversores de fuente de impedancia, permitiendo desarrollar futuros análisis con respecto a sus beneficios como un inversor buck-boost con el menor número de componentes a comparación de los inversores tradicionales.

6.1 Trabajos Futuros

Debido a que se cuenta con el prototipo de un microinversor Z-source y el análisis para seleccionar los elementos que lo conforman como también el desarrollo de la técnica de modulación, a continuación, se mencionan los siguientes trabajos a futuro que se puede considerar.

- Desarrollar la experimentación en lazo cerrado y observar el comportamiento ante perturbaciones en la tensión de entrada y en la carga
- Desarrollar nuevas técnicas de modulación que busquen mejorar la eficiencia del microinversor Z-source, gracias a que la técnica de modulación implementada en

un microinversor Z-source, la técnica de modulación también puede ser aplicada a la mayoría de los inversores de fuente de impedancia

- Implementar la operación de un microinversor con un panel fotovoltaico o una celda de combustible
- Desarrollo de nuevos algoritmos de control digital buscando mejorar la eficiencia del microinversor Z-source

Bibliografía

- [1] R. González, H. R. Jiménez, and J. Lagunas, “Sistemas fotovoltaicos Sistemas fotovoltaicos conectados a la red,” Oct-2003. [Online]. Available: <http://ecotec.unam.mx/Ecotec/wp-content/uploads/Sistemas-Fotovoltaicos-conectados-a-la-red.pdf>. [Accessed: 19-Mar-2020].
- [2] A. Das, D. Lahiri, and A. K. Dhakar, “Residential solar power systems using Z - source inverter,” in *IEEE Region 10 Annual International Conference, Proceedings/TENCON*, 2008, doi: 10.1109/TENCON.2008.4766835.
- [3] “Renewable Energy Through Micro-Inverters | Power Electronics.” [Online]. Available: <https://www.powerelectronics.com/technologies/discrete-power-semis/article/21861287/renewable-energy-through-microinverters>. [Accessed: 19-Mar-2020].
- [4] “Solar Microinverter and Power Optimizer Market to Break \$1 Billion Barrier in 2018 | Power Electronics.” [Online]. Available: <https://www.powerelectronics.com/news/industry/article/21861846/solar-microinverter-and-power-optimizer-market-to-break-1-billion-barrier-in-2018>. [Accessed: 19-Mar-2020].
- [5] S. Harb, M. Kedia, H. Zhang, and R. S. Balog, “Microinverter and string inverter grid-connected photovoltaic system - A comprehensive study,” in *Conference Record of the IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, 2013, pp. 2885–2890, doi: 10.1109/PVSC.2013.6745072.
- [6] F. Z. Peng, “Z-source inverter,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 2, pp. 504–510, Mar. 2003, doi: 10.1109/TIA.2003.808920.
- [7] G. Zhang, B. Zhang, and Z. Li, *Designing Impedance Networks Converters*, vol. 119. Springer, 2018.
- [8] T. L. Skvarenina, *The power electronics handbook*. CRC Press, 2002.
- [9] N. Mohan, W. P. Robbin, and T. Undeland, *Electronica de Potencia: Convertidores, aplicaciones y diseño*. McGraw-Hil, 1995.
- [10] M. Zhu, K. Yu, and F. L. Luo, “Switched inductor Z-source inverter,” *IEEE Trans. Power*

- Electron.*, vol. 25, no. 8, pp. 2150–2158, 2010, doi: 10.1109/TPEL.2010.2046676.
- [11] Y. Tang, S. Xie, C. Zhang, and Z. Xu, “Improved Z-source inverter with reduced Z-source capacitor voltage stress and soft-start capability,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 2, pp. 409–415, 2009, doi: 10.1109/TPEL.2008.2006173.
 - [12] C. S. Singh and R. K. Tripathi, “Maximum constant boost control of switch inductor quasi Z-source inverter,” in *2013 Students Conference on Engineering and Systems, SCES 2013*, 2013, doi: 10.1109/SCES.2013.6547568.
 - [13] M. K. Nguyen, Y. C. Lim, and G. B. Cho, “Switched-inductor quasi-Z-source inverter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 11, pp. 3183–3191, 2011, doi: 10.1109/TPEL.2011.2141153.
 - [14] F. Z. Peng, M. Shen, and Z. Qian, “Maximum boost control of the Z-source inverter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 833–838, Jul. 2005, doi: 10.1109/TPEL.2005.850927.
 - [15] A. K. Gupta, P. Samuel, and D. Kumar, “A state of art review and challenges with impedance networks topologies,” in *2016 IEEE 7th Power India International Conference, PIICON 2016*, 2017, doi: 10.1109/POWERI.2016.8077211.
 - [16] M. K. Nguyen, Y. G. Jung, and Y. C. Lim, “Single-phase AC-AC converter based on quasi-Z-source topology,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 8, pp. 2200–2210, 2010, doi: 10.1109/TPEL.2010.2042618.
 - [17] Y. Tang, S. Xie, and C. Zhang, “An Improved Z-Source Inverter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 12, pp. 3865–3868, 2011, doi: 10.1109/TPEL.2009.2039953.
 - [18] P. C. Loh, D. M. Vilathgamuwa, Y. Sen Lai, G. T. Chua, and Y. Li, “Pulse-width modulation of Z-source inverters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 6, pp. 1346–1355, Nov. 2005, doi: 10.1109/TPEL.2005.857543.
 - [19] S. R. Aghdam, E. Babaei, and S. Laali, “Maximum constant boost control method for switched-inductor Z-source inverter by using battery,” in *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, 2013, pp. 984–989, doi: 10.1109/IECON.2013.6699267.
 - [20] Q. V. Tran, T. W. Chun, J. R. Ahn, and H. H. Lee, “Algorithms for controlling both the DC boost and AC output voltage of Z-source inverter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, pp. 2745–2750, Oct. 2007, doi: 10.1109/TIE.2007.895146.

- [21] S. Rajakaruna and L. Jayawickrama, “Steady-state analysis and designing impedance network of Z-source inverters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 7, pp. 2483–2491, Jul. 2010, doi: 10.1109/TIE.2010.2047990.
- [22] J. Díaz González, “INVERSORES PWM,” Feb-. [Online]. Available: <http://ieee-pels-ies.es/Pels/Pdf/Leccion Inversores Juan Diaz.pdf>. [Accessed: 07-May-2020].
- [23] P. A. Dahono, A. Purwadi, and A. Qamaruzzaman, “LC filter design method for single-phase PWM inverters,” *Proc. Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, vol. 2, no. 95, pp. 571–576, 1995, doi: 10.1109/peds.1995.405006.
- [24] P. Roy, J. N. Bera, G. Sarkar, and S. Chowdhuri, “Performance Evaluation and Filter Design Aspects of Single-Phase Inverter under Different Loading Conditions,” *IETE J. Res.*, vol. 66, no. 1, pp. 103–114, 2020, doi: 10.1080/03772063.2018.1466734.
- [25] L. Balogh, “Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits Application Report Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits,” 2017.
- [26] Infineon, “EiceDRIVER™ Gate resistor for power devices,” 2015. [Online]. Available: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-GateDriverICs_EiceDRIVER_2EDi_Using_the_EiceDRIVER_2EDi_family-ApplicationNotes-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d46267354aa001675a431da84a41. [Accessed: 19-Mar-2020].
- [27] International Rectifier, “Application Note AN-978 HV Floating MOS-Gate Driver ICs,” pp. 1–30, 2007.
- [28] International Rectifier, “HV Floating MOS-Gate Driver ICs.” [Online]. Available: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-HV_Floating_MOS_Gate_Drivers-ApplicationNotes-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d4626c1f3dc3016c47de609d140a. [Accessed: 19-Mar-2020].
- [29] O. Semiconductor, “Single-Channel: 6N137, HCPL2601, HCPL2611.”
- [30] “eZdsp TM F28335 2007 DSP Development Systems.”
- [31] “PSIM | Software for Power Electronics Simulation.” [Online]. Available: <https://powersimtech.com/products/psim/>. [Accessed: 08-May-2020].
- [32] K. Ogata, *Ingenieria de Control Moderna*, 5ª. Madrid, España: PEARSON, 2013.
- [33] C. J. Gajanayake, D. M. Vilathgamuwa, and P. C. Loh, “Small-signal and signal-flow-

- graph modeling of switched Z-source impedance network,” *IEEE Power Electron. Lett.*, vol. 3, no. 3, pp. 111–116, Sep. 2005, doi: 10.1109/LPEL.2005.859771.
- [34] S. Skogestad and I. Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control - Analysis and design*, vol. 1. 2001.
- [35] J. Liu, J. Hu, and L. Xu, “Dynamic modeling and analysis of Z source converter - Derivation of AC small signal model and design-oriented analysis,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 5, pp. 1786–1796, Sep. 2007, doi: 10.1109/TPEL.2007.904219.
- [36] T. Chandrashekhar and M. Veerachary, “Control of single-phase Z-source inverter for a grid connected system,” in *2009 International Conference on Power Systems, ICPS '09*, 2009, doi: 10.1109/ICPWS.2009.5442687.
- [37] Y. Li, S. Jiang, J. G. Cintron-Rivera, and F. Z. Peng, “Modeling and control of quasi-z-source inverter for distributed generation applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 4, pp. 1532–1541, 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2213551.
- [38] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P. C. Loh, “Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters,” *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 153, no. 5, pp. 750–762, 2006, doi: 10.1049/ip-epa:20060008.
- [39] M. Parvez, M. F. M. Elias, and N. A. Rahim, “Performance analysis of PR current controller for single-phase inverters,” in *IET Conference Publications*, 2016, vol. 2016, no. CP688, doi: 10.1049/cp.2016.1311.
- [40] C. S. Thelukuntla and V. Mummadi, “Adaptive tuning algorithm for single-phase Z-source inverters,” *IET Power Electron.*, vol. 10, no. 3, pp. 302–312, Mar. 2017, doi: 10.1049/iet-pel.2015.0129.
- [41] “PLECS | Plexim.” [Online]. Available: <https://www.plexim.com/plecs>. [Accessed: 19-Mar-2020].

Apéndice A

En esta sección se presenta el esquema de conexión del microinversor Z-source desarrollado en este trabajo de investigación.

La Tabla A.1 y la Fig. A.1 muestran las señales PWM (conector P8) de la tarjeta de evaluación eZdsp TMS320F28335 de Texas Instruments® que se utilizaron para el prototipo del microinversor Z-source (en la Fig.3.15 se muestra la configuración de los PWM para generar las señales de conmutación)

Tabla. A.1 Señales PWM del conector P8 de la tarjeta de evaluación eZdsp TMS320F8335 de Texas Instruments® utilizadas en el prototipo del microinversor Z-source.

Conectores P8	
Pin #	Señal
1	+3.3V/+5V/NC
2	+3.3V/+5V/NC
9	PWM1A
10	PWM1B
11	PWM2A
12	PWM2B
13	PWM3A
14	PWM3B
16	PWM4A
19	GND_DSP
20	GND_DSP
21	PWM4B
39	GND_DSP
40	GND_DSP

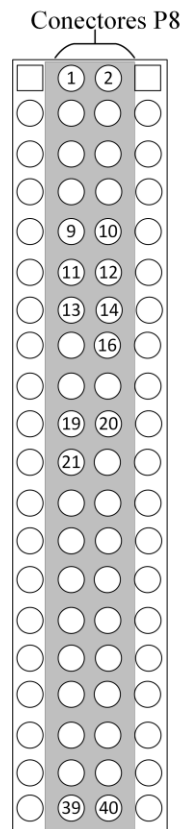


Fig. A.1 Conector P8 de la tarjeta de evaluación eZdsp TMS320F28335 de Texas Instruments ®

La Fig. A.2 muestra la conexión de las señales de la tarjeta de evaluación eZdsp TMS320f28335 de Texas Instruments® a los optoacopladores (6N137) del prototipo microinversor Z-source.

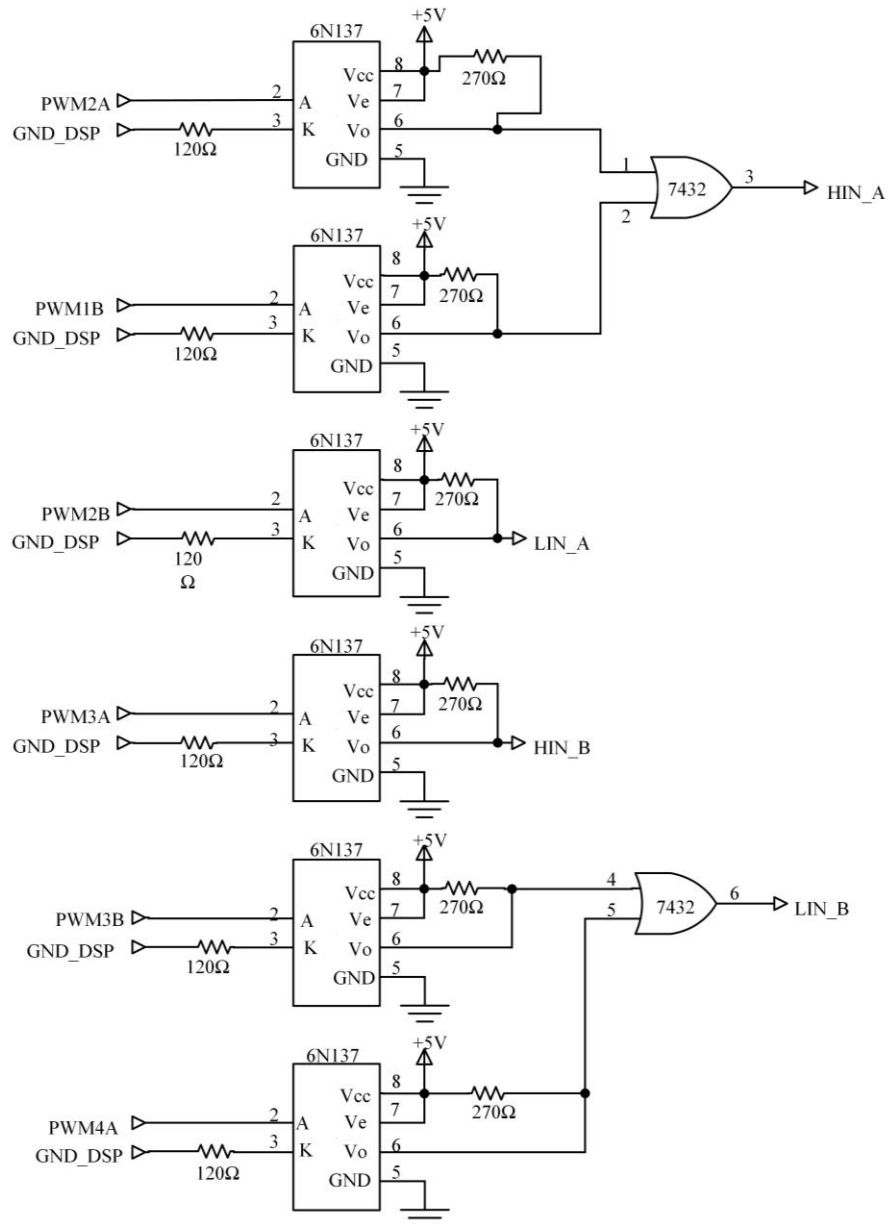


Fig. A.2 Esquema de conexión de las señales PWM a los optoacopladores del microinversor Z-source.

La Fig. A.3 muestra el esquema de conexión del microinversor Z-source del microinversor Z-source, donde se muestra los elementos pasivos que conforman la red de impedancia Z-source, y los elementos de conmutación. El área sombreada gris representa los dos conectores donde se conecta la carga del microinversor Z-source.

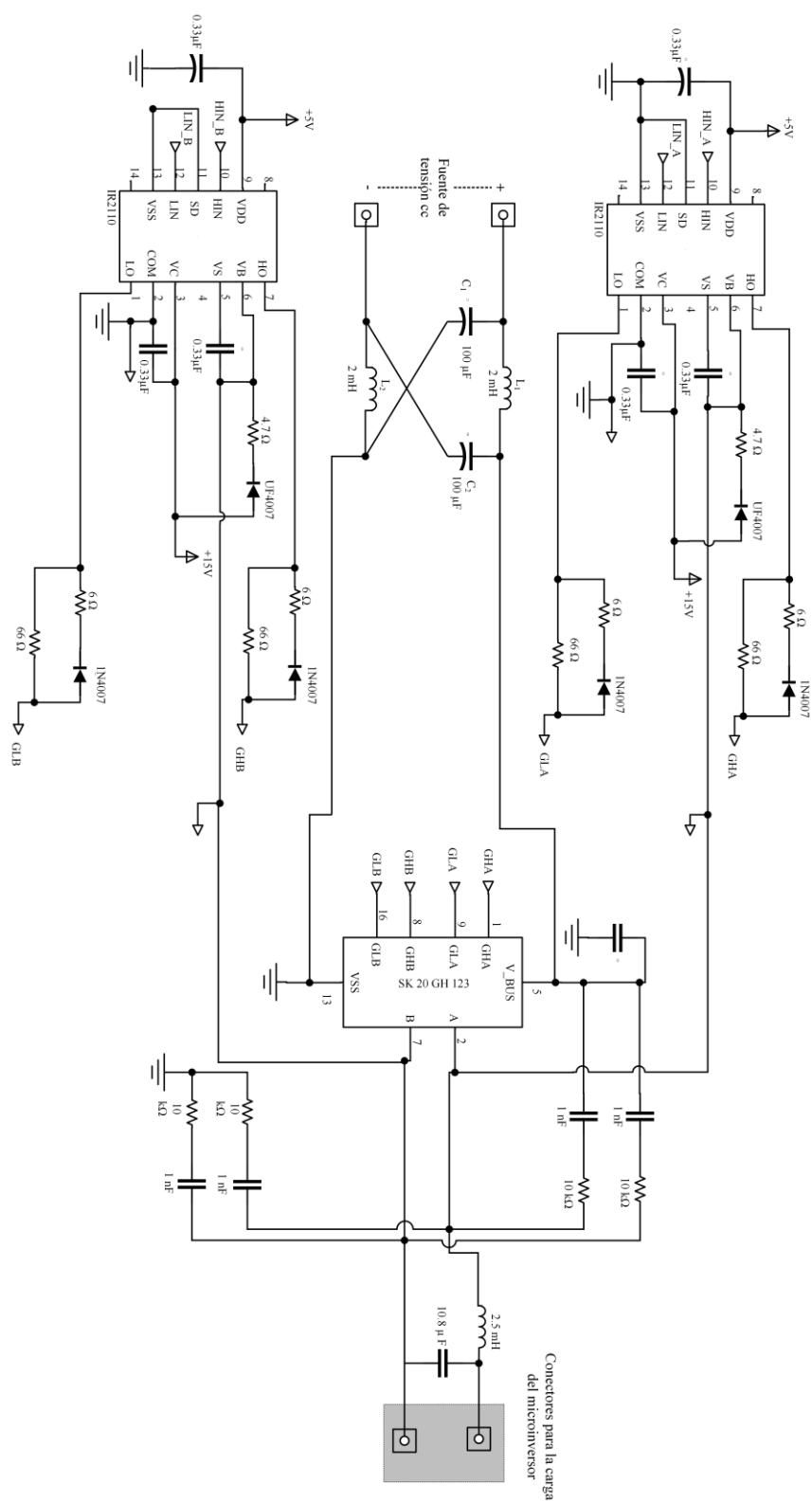


Fig. A.3 Esquema de conexión del microinversor Z-source