



Universidad Autónoma de Querétaro
Facultad de Ingeniería - Facultad de Química
Doctorado en Ciencias de la Energía

Diseño y simulación de un inversor interconectado a la red sin transformador para aplicaciones fotovoltaicas

TESIS

Que como parte de los requisitos para obtener el grado de
Doctor en Ciencias de la Energía

Presenta:

M.Sc Adyr Andrés Estévez de Bén

Dirigido por:

Dr. Juvenal Rodríguez Reséndiz

SINODALES

Dr. Juvenal Rodríguez Reséndiz

Presidente

Firma

Dr. José Manuel Álvarez Alvarado

Secretario

Firma

Dr. Roberto Valentín Carrillo Serrano

Vocal

Firma

Dr. Gonzalo Macías Bobadilla

Sinodal

Firma

Dr. Francisco Javier de Moure Flores

Sinodal

Firma

Director FI

Director de la Facultad

Director IP

Director de Investigación y Postgrado

Centro Universitario
Querétaro, QRO
México.
Junio 2024

La presente obra está bajo la licencia:
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/deed.es>



CC BY-NC-ND 4.0 DEED

Atribución-NoComercial-SinDerivadas 4.0 Internacional

Usted es libre de:

Compartir — copiar y redistribuir el material en cualquier medio o formato

La licenciante no puede revocar estas libertades en tanto usted siga los términos de la licencia

Bajo los siguientes términos:



Atribución — Usted debe dar [crédito de manera adecuada](#), brindar un enlace a la licencia, e [indicar si se han realizado cambios](#). Puede hacerlo en cualquier forma razonable, pero no de forma tal que sugiera que usted o su uso tienen el apoyo de la licenciante.



NoComercial — Usted no puede hacer uso del material con [propósitos comerciales](#).



SinDerivadas — Si [remezcla, transforma o crea a partir](#) del material, no podrá distribuir el material modificado.

No hay restricciones adicionales — No puede aplicar términos legales ni [medidas tecnológicas](#) que restrinjan legalmente a otras a hacer cualquier uso permitido por la licencia.

Avisos:

No tiene que cumplir con la licencia para elementos del material en el dominio público o cuando su uso esté permitido por una [excepción o limitación](#) aplicable.

No se dan garantías. La licencia podría no darle todos los permisos que necesita para el uso que tenga previsto. Por ejemplo, otros derechos como [publicidad, privacidad, o derechos morales](#) pueden limitar la forma en que utilice el material.

© 2024 - M.Sc Adyr Andrés Estévez de Bén

All rights reserved.

A mis abuelas, por ser mi mayor inspiración

Agradecimientos

Quiero expresar mi sincero agradecimiento a todas las personas que me han apoyado durante este arduo pero gratificante proceso. En especial, quiero dedicar este trabajo a mis queridos abuelos, cuya sabiduría y amor incondicional han sido mi mayor inspiración. También deseo expresar mi profundo reconocimiento al CONAHCYT y a México por brindarme la invaluable oportunidad de crecimiento académico y profesional. A mi tutor y a esas personas que saben fueron parte esencial en este camino. A cada uno, ¡gracias infinitas!

Abstract

Renewable energies have experienced significant growth, despite challenges posed by the COVID-19 pandemic and increased prices of raw materials. These energy sources, such as solar power, are both inexhaustible and increasingly competitive. The current boom in renewable energy can be attributed to three interrelated factors: the global population growth rate of 0.9%, a rising energy demand of 5.8%, and an increase in the burning of fossil fuels.

In the context of solar energy utilization, inverters play a crucial role. Recent studies have focused on the design of transformerless inverters, aiming to eliminate the need for transformers. The key requirements for such inverters include reducing leakage current to less than 300 mA and injecting energy into the network with a Total Harmonic Distortion (THD) of less than 5%. This thesis addresses the design of a transformerless multilevel inverter that meets these international power quality standards.

To develop the device, various design stages were undertaken, utilizing tools such as "Hardware in the Loop" on the "Typhoon HIL" platform. Additionally, a boost converter was constructed to ensure voltage decoupling and enhance the converter's performance. The use of the disturb and observe method in the elevator enables maximum power transfer tracking. Notably, the presented inverter has fewer switches compared to the average in its category, allowing for reactive power compensation and compliance with major international standards.

The simulation of the inverter's performance was carried out using PSIM, complemented by the Typhoon HIL platform. The results confirm the inverter's compliance with the specified criteria, showcasing a THD of less than 5% and a leakage current below 300 mA. This doctoral thesis contributes to the advancement of renewable energy technologies and power quality standards, facilitating the integration of solar energy into the global energy landscape.

Resumen

Las energías renovables son fuentes inagotables de energía y cada vez más competitivas. Diferentes informes muestran su crecimiento significativo, a pesar de los efectos posteriores de la pandemia de COVID-19 y el aumento en los precios mundiales de las materias primas que perturbaron las cadenas de suministro de energía renovable y retrasaron proyectos. En la actualidad, su auge se debe a tres factores fundamentales, que están frecuentemente relacionados: el aumento de la población mundial (tasa de crecimiento del 0.9%), el incremento de la demanda de energía (crecimiento del 5.8%) y, por último, el aumento en la quema de combustibles fósiles.

El inversor es el dispositivo que permite utilizar la energía solar. Estudios recientes se centran en eliminar los transformadores como parte del diseño. Los inversores sin transformador deben ser capaces de reducir la corriente de fuga a valores inferiores a 300 mA e inyectar energía en la red con una Distorsión Armónica Total (THD) inferior al 5%. La tesis aborda el diseño de un inversor multinivel sin transformador que cumpla con las principales normas internacionales en cuanto a calidad de energía. Se utilizaron diferentes etapas de diseño para desarrollar el dispositivo, incluyendo herramientas como Hardware in the Loop en la plataforma “Typhoon HIL”. Además, se llevó a cabo la construcción de un convertidor elevador para garantizar el desacoplamiento del voltaje y un mejor rendimiento del convertidor. El elevador utiliza el método de perturbar y observar para asegurar el seguimiento de la transferencia de potencia máxima. El inversor presentado tiene menos interruptores que el promedio de su categoría, lo que permite la compensación de potencia reactiva de la red y cumple con las principales normas internacionales.

La simulación del rendimiento del inversor se realizó utilizando PSIM, complementado por la plataforma Typhoon HIL. Los resultados confirman el cumplimiento del inversor con los criterios especificados, mostrando una THD inferior al 5% y una corriente de fuga por debajo de 300 mA. Esta tesis doctoral contribuye al avance de las tecnologías de energía renovable y a las normas de calidad de energía, facilitando la integración de la energía solar en el panorama energético global.

DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD DE ESTUDIANTE

Declaro que los datos propios obtenidos en esta investigación fueron generados durante el desarrollo de mi trabajo de tesis de forma ética y que reporto detalles necesarios para que los resultados de esta tesis sean reproducibles en eventuales investigaciones futuras.

Finalmente, este manuscrito de tesis es un trabajo original en el cual se declaró y dio reconocimiento a cualquier colaboración o cita textual presentadas en el documento.



Adyr Andrés Estévez de Bén

Índice general

Agradecimientos	
Abstract	
Resumen	
Contenido	II
Índice de Figuras	IV
Índice de tablas	VI
1. Introducción	1
2. Revisión Literaria	5
2.1. Estándares y requerimientos	5
2.2. Antecedentes	8
2.3. Topologías de Inversores Tradicionales	11
2.3.1. Inversores de modo común	11
2.3.2. Inversores H5, H6 y HERIC	14
2.3.3. Inversores Buck-Boost de una sola etapa	17
2.3.4. Resumen comparativo de topologías de inversores tradicionales sin transformador conectados a la red	20
2.4. Topologías de Inversores Multinivel	21
2.4.1. Inversor de Capacitores Flotantes	23
2.4.2. Inversor Punto Neutro Anclado (NPC)	24
2.4.3. Voltaje en Modo Común, Corriente de Fuga y THD	25
2.4.4. Resumen comparativo de topologías de inversores multinivel sin transformador conectados a la red	27
2.5. Selección del tipo de inversor y topología	28
2.6. Hardware in the Loop	29
2.7. Conclusiones del Capítulo	32

3. Metodología	34
3.1. Descripción del Problema	34
3.2. Justificación	35
3.3. Hipótesis	35
3.4. Objetivo General	35
3.4.1. Objetivos Específicos	35
3.5. Metodología	36
3.6. Resultados Esperados	37
3.7. Motivación	38
3.8. Factibilidad e impacto tecnológico y social	38
4. Discusión de Resultados	39
4.1. Características generales	39
4.2. Panel fotovoltaico	40
4.3. Inversor	40
4.3.1. Convertidor reductor-elevador	54
4.3.2. Modulación SPWM	62
4.3.3. Algoritmo SOGI PLL	63
4.4. Trabajo Futuro	68
5. Conclusiones	69
References	78

Índice de figuras

1.1. Capacidad global de energía solar fotovoltaica y adiciones anuales, 2011-2021.	2
1.2. Distribución de la capacidad de generación eléctrica según el tipo de energía, 2011-2021.	3
1.3. Clasificación de los convertidores CD/CA [1].	3
2.1. Circuito equivalente de una topología sin transformador monofásica en modo común.	10
2.2. Topología de inversor conectado a la red.	12
2.3. Modos de funcionamiento del inversor conectado a red propuesto.	13
2.4. Topología de circuito de la TDFGI-H5 propuesta.	14
2.5. Modos de funcionamiento y sus circuitos equivalentes de TDFGI-H5.	16
2.6. Inversores propuestos con paneles fotovoltaicos y condensadores parásitos.	18
2.7. Modos de operación del inversor Tipo-1.	19
2.8. Comparación de salida: (a) Inversores tradicionales, (b) Inversores multinivel.	21
2.9. Topología de inversor multinivel propuesto en [2].	23
2.10. Configuración básica de inversor de capacitores flotantes.	24
2.11. Comparación de topologías básicas: (a) 3L-NPC y (b) 3L-ANPC.	25
2.12. Modo común representado según el diagrama eléctrico simplificado.	27
2.13. Diagrama general de la plataforma HIL.	31
3.1. Metodología propuesta.	37
4.1. Inversor propuesto.	40
4.2. Estructura del inversor propuesto.	41
4.3. Modo de operación (Ciclo Positivo).	42
4.4. Modo de operación (Ciclo Cero - Positivo).	42
4.5. Modo de operación (Ciclo Negativo).	42
4.6. Modo de operación (Ciclo Cero - Negativo).	43
4.7. Convertidor elevador de entrada.	43
4.8. Algoritmo para el seguimiento de la Máxima Transferencia de Potencia.	45
4.9. Lazo de control para la regulación del MPPT.	47
4.10. Ciclos de conmutación, portadora, moduladora y PWM de salida.	48
4.11. Voltaje de salida del convertidor elevador de entrada.	49
4.12. Corriente en el Inductor.	50
4.13. Seguimiento del Punto de Máxima Transferencia de Potencia.	51
4.14. Convertidor implementado en la plataforma Typhoon.	52

4.15. Seguimiento del Punto de Máxima Transferencia de Potencia en la plataforma Typhoon HIL.	53
4.16. Seguimiento del Punto de Máxima Transferencia de Potencia para Irradiancia = $1000 \frac{W}{m^2}$ y Temp. = 25 °C	54
4.17. Seguimiento del Punto de Máxima Transferencia de Potencia para Irradiancia = $600 \frac{W}{m^2}$ y Temp. = 25 °C	54
4.18. Esquema de la etapa inversora.	55
4.19. Voltaje de salida de la etapa inversora.	59
4.20. Voltaje de salida de la etapa inversora.	60
4.21. Corriente en el inductor de la etapa inversora.	60
4.22. Corriente en el capacitor de la etapa inversora.	61
4.23. Corriente en la carga de la etapa inversora.	61
4.24. Conmutación SPWM.	63
4.25. Algoritmo de seguimiento de tensión de red propuesto.	65
4.26. Resultado del algoritmo de seguimiento de tensión de red.	66
4.27. Comparación entre la referencia de corriente de red y la corriente inyectada.	66
4.28. Cambio en la fase de la tensión de red y ajuste de referencia de corriente de red.	67

Índice de tablas

1.1. Principales factores que han ralentizado la transición hacia las energías renovables. . .	2
2.1. Normativas aplicables a los inversores fotovoltaicos.	7
2.2. Estándares en países seleccionados de la IEA.	8
2.3. Comparación de diferentes topologías que tratan de reducir la corriente de fuga. . . .	20
2.4. Principales ventajas de los inversores de varios niveles.	22
2.5. Modos de operación inversor 5 niveles FC.	24
2.6. Estados de conmutación 3L-NPC.	25
2.7. Inversores multinivel utilizados en aplicaciones fotovoltaicas.	28
2.8. Uso de plataformas de HIL para la validación del diseño propuesto.	32
4.1. Características de los paneles utilizados en el diseño.	40
4.2. Características de los paneles utilizados en el diseño.	41
4.3. Valores de diseño del convertidor elevador.	48
4.4. Valores del punto de operación del convertidor	58

Introducción

Desde la Revolución Industrial, los combustibles fósiles se han convertido en la principal fuente de energía en la mayoría de los países. Esto ha tenido repercusiones importantes tanto para el clima global como para la salud humana. La utilización de combustibles fósiles para generar energía es responsable del 75 % de las emisiones mundiales de gases de efecto invernadero y provoca al menos 5 millones de muertes prematuras anuales. Para reducir las emisiones de dióxido de carbono (CO_2) y la contaminación del aire, es esencial que el mundo transite rápidamente hacia fuentes de energía de bajas emisiones, como las tecnologías nucleares y las energías renovables [1].

En las próximas décadas, las energías renovables serán cruciales para descarbonizar nuestros sistemas energéticos. El sector de la energía solar fotovoltaica (PV, por sus siglas en inglés) continuó su tendencia de crecimiento, alcanzando un récord con nuevas instalaciones que sumaron aproximadamente 175 gigavatios (GW) en 2021, 36 GW más que en 2020. Este incremento anual es el más alto registrado, resultando en una capacidad solar fotovoltaica global acumulada de 942 GW, como se muestra en la Figura 1.1 [3]. No obstante, varios factores han ralentizado la transición global hacia sistemas energéticos basados en energías renovables, como se detalla en la Tabla 1.1. En 2021, un aumento en la demanda mundial de energía, satisfecha principalmente con carbón y gas natural, provocó un récord en emisiones de dióxido de carbono, como se ilustra en la Figura 1.2. Además, se continuaron destinando grandes inversiones y subsidios a los combustibles fósiles [3].

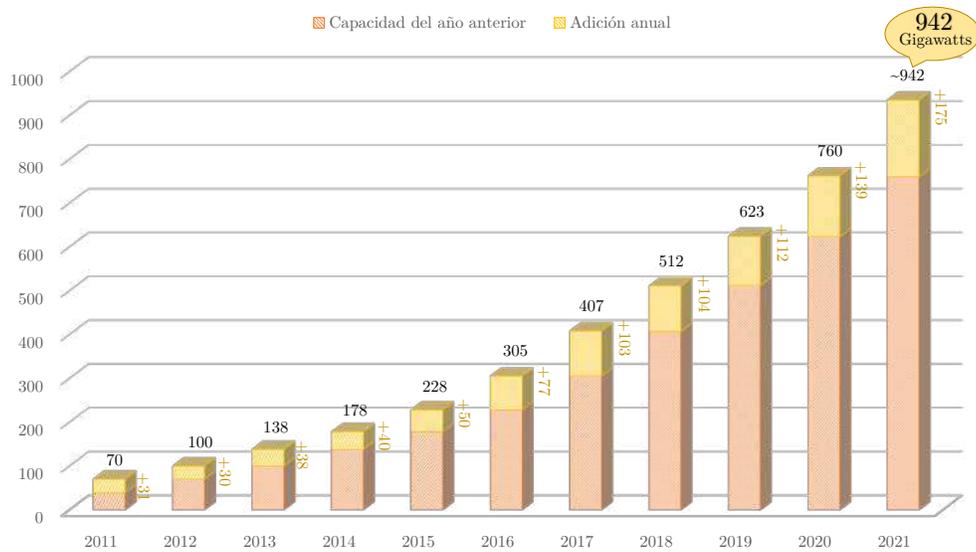


Figura 1.1: Capacidad global de energía solar fotovoltaica y adiciones anuales, 2011-2021.

Tabla 1.1: Principales factores que han ralentizado la transición hacia las energías renovables.

Factores	Descripción
Costo	Aunque la obtención de energía a partir de las fuentes renovables es generalmente más costosa que la generación a partir de combustibles fósiles, estos costos no consideran las afectaciones a la salud y medio ambiente.
Infraestructura	Muchos países no tienen la infraestructura necesaria para implementar sistemas de energías renovables a gran escala.
Dependencia de los combustibles fósiles	Incluso en naciones con un alto desarrollo económico y social, la dependencia de los combustibles fósiles es notable. Los datos más recientes proporcionados por la Oficina de Estadística de la Unión Europea (Eurostat) revelan que la dependencia de los combustibles fósiles sigue siendo elevada en los países de la región. En promedio, en los 27 países de la UE, los combustibles fósiles constituyeron el 71.5 % de la energía bruta disponible en el año 2019.
Política y regulación	En la actualidad, en la mayoría de naciones no existen políticas que favorezcan la transición a las energías renovables. Lo cual retrasa la búsqueda de nuevas y mejores soluciones y la masificación de la tecnología.
Falta de conciencia	La falta de una correcta educación ambiental desde edades tempranas limita el alcance que como sociedad los seres humanos deben de brindar al tema medio ambiental.
Inversión insuficiente	Aunque en la actualidad se han alcanzado niveles récord de inversión en energías renovables aún es insuficiente para cubrir la demanda total de energía mundial.

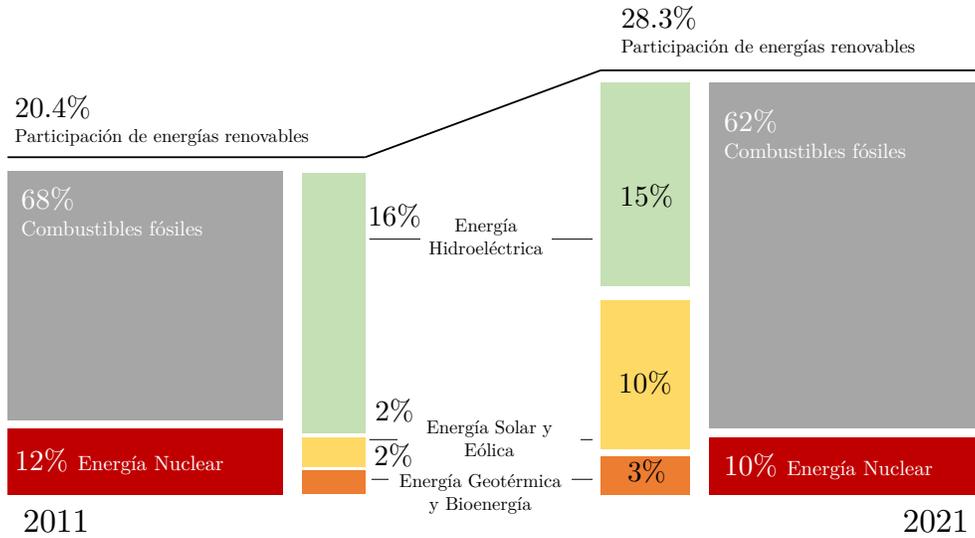


Figura 1.2: Distribución de la capacidad de generación eléctrica según el tipo de energía, 2011-2021.

El crecimiento de los sistemas fotovoltaicos (PVs) ha sido posible gracias al desarrollo de dispositivos semiconductores utilizados en la electrónica de potencia, lo que ha permitido mejoras en los convertidores de corriente continua a corriente alterna (CD/CA), conocidos como inversores. Estos convertidores CD/CA se emplean en una amplia gama de aplicaciones, desde fuentes de alimentación [4, 5, 6] hasta aplicaciones industriales de alta potencia [7, 8, 9]. Actualmente, también se utilizan como interfaces para el control de motores en vehículos eléctricos [10]. Sin embargo, uno de los usos más significativos es la conversión de la corriente continua generada por paneles fotovoltaicos, acumuladores o baterías en corriente alterna [11].

Existen múltiples enfoques para clasificar los inversores, siendo uno de los más importantes el basado en su fuente de alimentación. Así, se identifican tres tipos principales de convertidores: inversores de fuente de voltaje (VSI, por sus siglas en inglés) [12], inversores de fuente de corriente (CSI, por sus siglas en inglés) [13] e inversores de fuente Z (ZSI, por sus siglas en inglés) [14]. Un resumen de las principales clasificaciones de estos convertidores de potencia se presenta en la Figura 1.3.

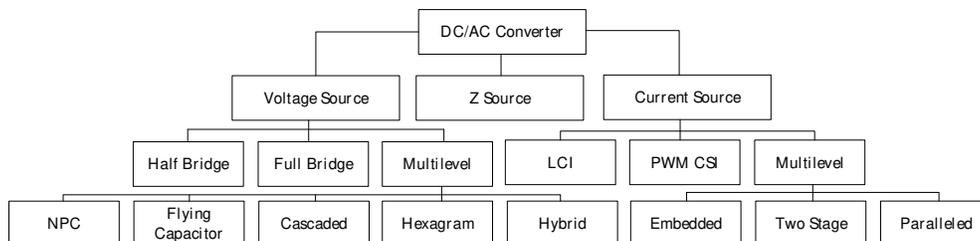


Figura 1.3: Clasificación de los convertidores CD/CA [1].

Por otra parte, los sistemas fotovoltaicos conectados a la red generalmente se clasifican de dos maneras, sistemas fotovoltaicos con transformador y sin transformador. Para aplicaciones de baja potencia, generalmente se utilizan convertidores monofásicos con un transformador de alta o baja

frecuencia. Es posible quitar el transformador para reducir el peso, el tamaño, el costo y las pérdidas del sistema. De esta forma, la eficiencia del inversor se incrementa en un 1 o 2 %. Por lo tanto, los inversores fotovoltaicos sin transformador son prometedores y atractivos en los campos industrial y académico [15]. Sin embargo, debido a la falta de aislamiento galvánico, la tensión de modo común (CMV, por sus siglas en inglés) de alta frecuencia provoca una corriente de fuga no deseada que deriva en una distorsión de la corriente de salida y problemas de seguridad [16].

Teniendo en cuenta el contexto anterior y el interés científico actual de los convertidores de potencia el presente trabajo aborda el tema de un inversor interconectado a la red para aplicaciones fotovoltaicas logrando una THD menor al 5% y una corriente de fuga menor a 300 mA.

Revisión Literaria

La sección presenta las investigaciones más relevantes del campo y sus principales resultados. Los principales estándares y requerimientos para la conexión de inversores a la red son expuestos. Se describe de forma general algunas estrategias y topologías para reducir la corriente de fuga. Por último se analizan a profundidad las topologías que logran un mayor éxito.

2.1. Estándares y requerimientos

La potencia suministrada a la red se corresponde con la cantidad de fuentes de energía disponibles y la eficiencia de los sistemas. Sin embargo, un sistema de generación conectado a la red debe cumplir con estándares específicos, buscando así asegurar una conexión segura para ambos lados de la red. Cada país o región establece sus estándares de conexión. En este apartado se abordan dos de los más utilizados. Además, se presentan ciertos requisitos de los módulos fotovoltaicos y el inversor a utilizar. Por cierto, los autores en [17] muestran un análisis de la problemática e impacto de la energía fotovoltaica en la red. Los autores proporcionan información útil, sirve como referencia para investigadores e ingenieros de servicios públicos sobre cuestiones a considerar con respecto a la penetración fotovoltaica.

En la actualidad, normas específicas regulan los sistemas de generación conectados a la red. El código VDE-AR-N 4105 rige la implementación de los requisitos del código de red europeo para generadores de baja tensión (LV) en Alemania. En general, el código describe los requisitos de conexión a la red para generadores en todos los niveles de voltaje [18]. La normativa incluye capacidades de estabilización de frecuencia, suministro de potencia reactiva hasta el punto de capacidad de arranque de grandes instalaciones.

Según VDE 0126-1-1 [19], se requiere un sistema de conmutación independiente capaz de controlar la aportación a la red de 230/400 V de las instalaciones fotovoltaicas. Debe ser posible desconectar los pequeños generadores de energía de la red dentro de los 200 ms cuando el consumidor o el dispositivo de protección deseen interrumpir la conexión. Los controles de tensión, frecuencia y reconocimiento de las operaciones de servicio son los requisitos más demandados en los puntos de conmutación automática. Para ello se utiliza un relé de control y frecuencia que cumpla con la norma anterior en los puntos de conmutación automática entre los generadores de energía y la red nacional de baja tensión.

Por su parte, los módulos fotovoltaicos deben cumplir una serie de normas y estándares antes de que se consideren aptos para la venta y para los programas de financiación de energías renovables.

Los fotovoltaicos obtienen su éxito debido a la confiabilidad y seguridad a largo plazo. De media, los fotovoltaicos actuales tienen una garantía de uso de unos 25 años, con una tasa de degradación del 0,8%, según los estándares internacionales. Un estudio interesante se presenta en [20] donde se analiza los requerimientos energéticos para la producción de PV y la generación a lo largo de la vida útil del producto terminado. Los resultados de la investigación mostraron que esta tecnología es autosustentable porque puede generar varios años de energía limpia. En la referencia [21], se resumen los estándares para módulos y componentes fotovoltaicos. En general, los paneles deben cumplir con una variedad de estándares internacionales que incluyen IEC 61215, IEC 61646, IEC 61730-1/2, ISO 9000, ISO 14001. Hay tres tipos de clasificaciones principales para estos PV, que identifican fallas de diseño, materiales y procesos que podrían conducir a fallas prematuras en el campo:

- IEC 61215 para Módulos de Silicio Cristalino.
- IEC 61646 para módulos de película delgada.
- IEC 62108 para módulos CPV.

Desde el punto de vista electrónico, en la referencia [22] se especifica que *...La celda fotovoltaica y el módulo son hipersensibles a la variación en la corriente y el voltaje de salida. La variación no daña la celda fotovoltaica, pero reduce drásticamente la energía disponible...* De acuerdo con [23], la máxima variación de voltaje permitida para una fotovoltaica se define como:

$$\Delta v = \sqrt{\frac{2(K_{PV} - 1)P_{MPP}}{3\alpha V_{MPP} + \beta}} = 2 \sqrt{\frac{2(K_{PV} - 1)P_{MPP}}{\frac{d^2 P_{PV}}{dV_{PV}^2}}}, \quad (2.1)$$

donde Δv es la variación del voltaje, P_{MPP} y V_{MPP} son la potencia y el voltaje en el punto de máxima transferencia de potencia (MPP), P_{PV} y V_{PV} son la potencia y el voltaje nominal del panel, α y β son los coeficientes que describen la aproximación de Taylor de segundo orden de la corriente y K_{PV} es la relación de utilización que se obtiene de la tasa de potencia generada promedio a la potencia MPP teórica.

Los coeficientes se calculan como sigue:

$$i_{PV} = \alpha V_{PV}^2 + \beta V_{PV} + \gamma \quad (2.2)$$

$$V_{PV} \approx V_{MPP} + \Delta v \sin(\omega t) \quad (2.3)$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \frac{d^2 I_{MPP}}{dV_{MPP}^2} \quad (2.4)$$

$$\beta = \frac{dI_{MPP}}{dV_{MPP}} - 2\alpha V_{MPP} \quad (2.5)$$

$$\gamma = \alpha V_{MPP}^2 - \frac{dI_{MPP}}{dV_{MPP}} V_{MPP} + I_{MPP}. \quad (2.6)$$

Por ejemplo, para el módulo FV CdTe FS55, 55 W, los parámetros se calculan de acuerdo con las Ecuaciones (2.1)–(2.6) como: $\alpha = -0.0161$, $\beta = 1,0276$, y $\gamma = -11,7038$. Al establecer $K_{PV} = 0.98$, se obtiene que el sistema tiene una variación de voltaje máximo de 7.96 V. Este valor representa un rizado de voltaje permisible de 13.05% de V_{MPP} . Debe tenerse en cuenta el *ripple* de

potencia de segundo orden, y esto es inherente a los sistemas monofásicos. La potencia que se inyecta a la red varía en el tiempo hasta el doble de la frecuencia de la red; sin embargo, la energía extraída del PV debe ser constante para maximizar la extracción de energía [24], aunque se permite una variación del 13,05 % del voltaje nominal.

Además de los requisitos de los módulos fotovoltaicos existen estándares aplicables a los inversores, que cubren principalmente los objetivos de garantizar la calidad de la señal, el rendimiento, la seguridad eléctrica, la compatibilidad con la red y los requisitos del operador del sistema. La tabla 2.1 muestra los estándares y una breve descripción de su contenido. Además, en la Tabla 2.2 se presentan los estándares existentes para inversores en ciertos países de la IEA (Agencia Internacional de Energía).

Tabla 2.1: Normativas aplicables a los inversores fotovoltaicos.

Normativa	Descripción
IEC 61683:2000	<i>Sistemas fotovoltaicos—Acondicionadores de Potencia—Procedimiento para la evaluación de la eficiencia.</i> Establece los métodos de medición, condiciones de prueba y cálculos para determinar el rendimiento de un inversor fotovoltaico, ya sea autónomo o conectado a la red.
EN 50530:2000	<i>Eficiencia de los inversores fotovoltaicos conectados a la red. Métodos de ensayo para la eficiencia estática y dinámica.</i> Basado en la norma IEC 61683, añade nuevas condiciones de prueba y redefine el rendimiento del inversor, teniendo en cuenta el sistema de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT).
IEC 61727:2004	<i>Características de la interfaz de red.</i> Se aplica a sistemas fotovoltaicos conectados a redes de distribución eléctrica y define el uso de inversores de estado sólido con sistemas anti-isla, así como los requisitos de interconexión.
EN 50524	<i>Ficha técnica y placa de características para inversores fotovoltaicos.</i> Especifica la información que debe incluirse en la placa de características y la ficha técnica de un inversor fotovoltaico.
IEC 62109	<i>Seguridad de los convertidores de potencia en sistemas de energía fotovoltaica.</i> Asegura que los métodos de diseño y construcción utilizados sean seguros para el operador y el entorno.

Tabla 2.2: Estándares en países seleccionados de la IEA.

Paises	Variación de Tensión	Transformador de aislamiento	Parpadeo	Armónicos	Factor de Potencia
Australia	200-270 V	Supervisión de CD, máx. 120 mAh/día	AS2279	AS2279	>0.8 @ 20 %
Austria	184-253 V	No	-	EN61000-3-2-A	>0.9
Dinamarca	207-253 V	Relé HPFI-30 mA, máximo 1 % de la nominal	EN61000-3-3	EN61000-3-2-A	>0.95 @ 50 %
Alemania	216-244 V	No	<3 %	EN61000-3-2-A	>0.9
Italy	207-253 V	monitorización CD	-	EN61000-3-2-A	>0.9
Japón	182-222 V	Monitoreo DC, Max 1 % del nominal	<10 %	THD <5 % <2 %	>0.85
Holanda	207-244 V	No	IEC1000-2-2	EN61000-3-2-A	>0.9
Portugal	187-253 V	No	-	EN50160	-
Suiza	No especificado	monitorización CD	-	EN61000-3-2-A	-
United Kingdom	226-254 V	monitorización CD	<3 %	EN61000-3-2-A	>0.85
United States	-	monitorización CD	-	THD <5 % <2 %	>0.95

En México, la conexión a la red de inversores fotovoltaicos se rige por un conjunto de normativas y estándares técnicos que aseguran la interoperabilidad y la seguridad de estos sistemas. Una de las normas fundamentales es la Norma Oficial Mexicana NOM-001-SEDE-2012, la cual establece las condiciones mínimas de seguridad e instalación para sistemas fotovoltaicos interconectados. Esta normativa aborda aspectos cruciales como la protección contra sobretensiones, la instalación segura de equipos y la coordinación con el sistema eléctrico. Se establece que la THD máxima permitida en la corriente de salida de inversores conectados a la red no debe superar el 5 %. Este límite garantiza que la corriente inyectada en la red sea de alta calidad y no cause interferencias ni daños en otros equipos conectados.

Para garantizar una conexión segura y eficiente de inversores fotovoltaicos a la red, es esencial cumplir con ciertos requisitos técnicos. Uno de los aspectos clave es la sincronización con la frecuencia y voltaje del sistema eléctrico. De acuerdo con la normativa mexicana, los inversores deben ser capaces de sincronizarse y operar en conjunto con la red eléctrica, evitando perturbaciones y asegurando la estabilidad del sistema. Además, los inversores deben contar con sistemas de protección que respondan eficazmente a eventos anómalos, como cortocircuitos o fluctuaciones de voltaje. Estos dispositivos de protección son esenciales para prevenir daños tanto a la instalación fotovoltaica como al sistema eléctrico general.

2.2. Antecedentes

La corriente de fuga depende principalmente de la topología, la estrategia de modulación utilizada y de su capacidad para eliminar o reducir el CMV. Los inversores sin transformador deben eliminar, o al menos, reducir la corriente de fuga, incluyendo componentes de amortiguamiento pasivo o al modificar la estrategia de modulación [25, 26]. La corriente de fuga circula por la tierra física de la red y las capacitancias parásitas de cada polo del panel, como se ilustra en la Figura 2.1. Los principales problemas son un aumento en las pérdidas, armónicos de corriente, problemas

de seguridad y problemas de interferencia del efecto electromagnético [27]. Estos problemas se han informado en diferentes artículos [28, 29, 30]. Algunas consideraciones específicas para la reducción de la corriente de fuga se presentan a continuación:

- Panel fotovoltaico y estructura del marco.
- La superficie de las células.
- La distancia entre celdas.
- Condiciones meteorológicas.
- Tipo de filtro de compatibilidad electromagnética.

Cuando los transistores del inversor conmutan, generan voltajes alternantes de alta frecuencia que pueden acoplarse a través de C_{PV} , resultando en una corriente de fuga hacia la tierra. Para modelar la corriente de fuga, consideremos el circuito equivalente del inversor y la capacitancia parasitaria. El voltaje diferencial aplicado por el inversor se acopla a través de C_{PV} , generando una corriente de fuga i_f . La corriente de fuga puede ser expresada como:

$$i_f = C_{PV} \frac{dV_{in}}{dt} \quad (2.7)$$

donde V_{in} es el voltaje de entrada del inversor. Este voltaje puede ser representado como una función de tiempo para analizar su derivada. Supongamos que el voltaje de entrada es una señal senoidal de alta frecuencia, entonces:

$$V_{in}(t) = V_m \sin(\omega t) \quad (2.8)$$

donde V_m es la amplitud del voltaje y ω es la frecuencia angular. La derivada de $V_{in}(t)$ con respecto al tiempo es:

$$\frac{dV_{in}}{dt} = V_m \omega \cos(\omega t) \quad (2.9)$$

Sustituyendo esta derivada en la ecuación de la corriente de fuga, obtenemos:

$$i_f(t) = C_{PV} V_m \omega \cos(\omega t) \quad (2.10)$$

Esta ecuación muestra que la corriente de fuga es directamente proporcional a la capacitancia parasitaria C_{PV} , la amplitud del voltaje V_m y la frecuencia angular ω .

La corriente de fuga puede tener varios efectos negativos en el sistema fotovoltaico y en la red eléctrica. Entre estos efectos se incluyen:

- **Pérdidas de Energía:** La corriente de fuga representa una pérdida de energía que reduce la eficiencia global del sistema.
- **Interferencia Electromagnética (EMI):** Las corrientes de alta frecuencia pueden generar EMI, afectando el desempeño de otros equipos electrónicos cercanos.
- **Riesgos de Seguridad:** La corriente de fuga puede generar potenciales no deseados en las partes metálicas expuestas del sistema, aumentando el riesgo de choque eléctrico.

Para mitigar estos efectos, es crucial diseñar el inversor y el sistema fotovoltaico considerando métodos de reducción de corriente de fuga, como el uso de técnicas de modulación avanzadas, el diseño adecuado de filtros de salida y la optimización de la topología del inversor.

En general, se han utilizado tres métodos para mitigar los efectos de la corriente de fuga [31]:

- Desconectando el lado de CA y el PV durante los tiempos de rueda libre.
- Desconectando el punto medio de los condensadores del enlace de CD a la línea neutra de la red pública.
- Conectando el terminal negativo PV a la línea neutra de la red pública directamente, denominados como convertidores modo común.

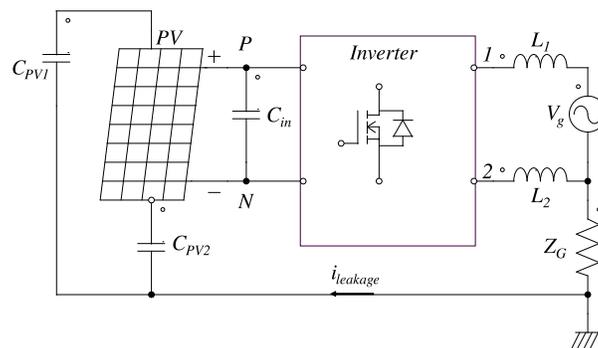


Figura 2.1: Circuito equivalente de una topología sin transformador monofásica en modo común.

Los esfuerzos actuales en el campo de estudio se centran en reducir el voltaje en modo común aplicando una de las técnicas generales antes mencionadas. Hasta la actualidad se ha logrado implementar con éxito diferentes topologías que satisfacen los requerimientos de diseño y de implementación. A continuación se discutirán algunas de las más recientes y relevantes, además se analizarán los diseños que con mayor frecuencia logran eliminar la corriente de fuga.

En [32] se propone un nuevo inversor monofásico alimentado en corriente de seis interruptores con una estrategia de modulación de vector espacial unidimensional para eliminar el voltaje de modo común de alta frecuencia. El diseño produce una distorsión armónica total (THD) baja. Sin embargo, no elimina completamente la corriente de fuga. Los resultados experimentales revelan que el valor máximo de esta variable pudo reducirse significativamente de 1.3 A a 0.14 A y el valor RMS de esta variable es de 28.1 mA, que cumple con el estándar VDE-0126-1-1.

Además de la modificación de la estrategia de modulación se pueden realizar cambios en el diseño del inversor. Actualmente se han trabajado diversas topologías enfocadas en la reducción de la corriente de fuga. Algunas de las más comunes son: inversores de modo común, topologías H5, H6, HERIC e inversores Buck-Boost de una sola etapa, por solo mencionar alguno de los diseños más prometedores. Antes de entrar en detalle de las topologías antes mencionadas resulta conveniente exponer brevemente algunos de los trabajos más recientes que abordan la temática.

Los autores en [33] presentan los beneficios de la amortiguación activa aplicada a inversores fotovoltaicos conectados a la red sin transformador que utilizan un filtro LCL modificado (MLCL) para la reducción de la corriente de fuga. En comparación con las técnicas de amortiguación pasiva, la amortiguación activa puede reducir los picos de resonancia del filtro MLCL, mejorando el

rendimiento dinámico del sistema de control sin añadir pérdidas de potencia. Se exponen los resultados experimentales para demostrar el cumplimiento de los objetivos propuestos para un inversor fotovoltaico de 10 kW.

El análisis de las pérdidas de los convertidores es un factor esencial cuando se diseñan nuevas topologías, por ello, resulta interesante el estudio general de las topologías H5, H6, HERIC y topología reductora en paralelo, para calcular las pérdidas por conmutación, las pérdidas por conducción y las pérdidas por circulación libre que se realiza en [34]. Donde las pérdidas totales del dispositivo para la topología del inversor se calculan según la frecuencia de conmutación y la potencia de salida. Además, se propone un modelo novedoso de topología de inversor de alta frecuencia utilizando el circuito equivalente de voltaje de ramal y alta frecuencia. Una de las conclusiones más importantes de la investigación es que para reducir las pérdidas de potencia la cantidad de dispositivos que conmutan a alta frecuencia deben de reducirse.

Precisamente en el estudio desarrollado en [35], se propone una topología H6 sujeta a CMV eliminando la corriente de fuga y es capaz de inyectar potencia reactiva en la red. También se analizan las distorsiones armónicas totales de la corriente de red inyectada en varios niveles de irradiancia solar. Los autores demuestran que la corriente de fuga es altamente dependiente de la variación del voltaje en modo común, especialmente de las componentes de alta frecuencia.

2.3. Topologías de Inversores Tradicionales

Los inversores tradicionales se caracterizan por producir una salida que oscila entre dos niveles: un nivel positivo y un nivel negativo. Estos niveles son generados mediante la conmutación de dispositivos de potencia, como transistores o tiristores, que permiten la inversión de la polaridad de la corriente. Esta configuración básica ha sido suficiente para muchas aplicaciones convencionales, donde se requiere una señal de corriente alterna simple.

Sin embargo, con el avance de la tecnología y la demanda creciente de sistemas más eficientes y versátiles, han surgido nuevos desarrollos en el campo de los inversores. Estos avances han llevado al desarrollo de inversores de varios niveles, que son capaces de generar una salida de corriente alterna con una forma de onda más compleja y precisa.

A continuación se lleva a cabo un análisis de las principales topologías empleadas para la mitigación de la corriente de fuga en este tipo de inversor.

2.3.1. Inversores de modo común

En los sistemas sin transformador, el uso de inversores con conexión a tierra común es una de las topologías más utilizadas para evitar la corriente de fuga. En estos convertidores, el terminal negativo del PV está conectado directamente al punto neutro de la red; por lo tanto, el CMV se elimina correctamente [36]. Hoy en día, otros esquemas de conexión a tierra común han intentado reducir la cantidad de fuentes de voltaje de CD mediante el uso de capacitores [37]. Los inversores basados en condensadores conmutados utilizan el concepto de enlace de CD virtual para obtener un factor de refuerzo dos veces mayor dentro de una operación de una sola etapa sin usar inductores auxiliares. Por ejemplo, en la Referencia [38], se presenta una topología novedosa para la familia de inversores monofásicos conectados a la red sin transformador. Este convertidor se muestra en la Figura 2.2.

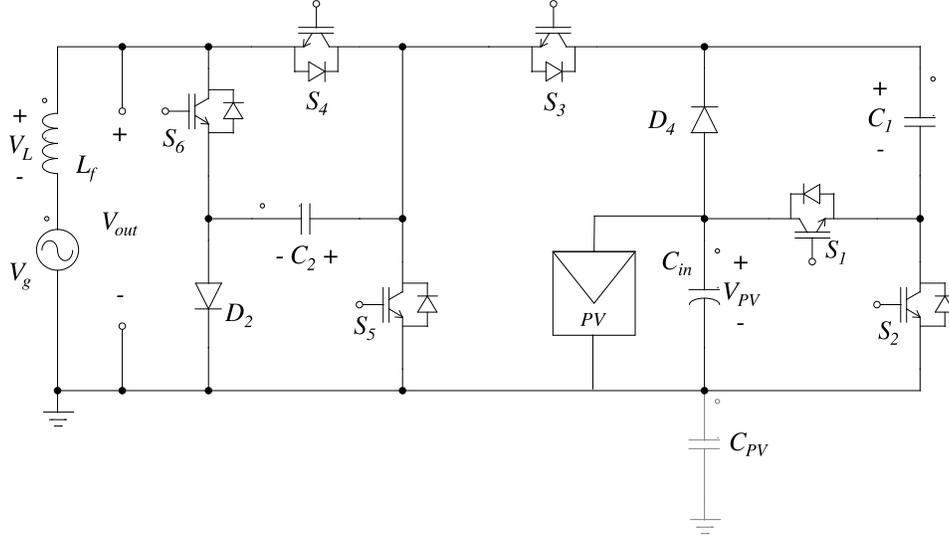


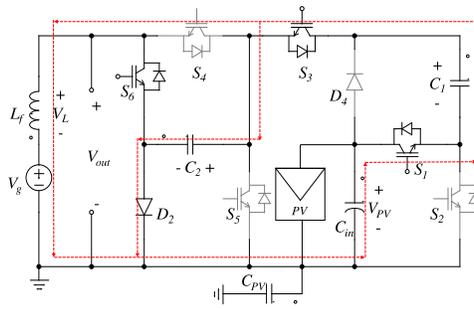
Figura 2.2: Topología de inversor conectado a la red.

El inversor aumenta el voltaje de entrada al doble usando una fuente acoplada de una etapa, eliminando las desventajas de dos etapas [39, 40]. El diseño presentado emplea un método PWM unipolar y solo tiene dos niveles de energía en su salida. Usando PWM unipolar, la THD y el tamaño del inductor se reducen [41], pero CMV varía en la frecuencia de conmutación del inversor y sus múltiplos [42]. La baja impedancia que ofrece la capacitancia parásita (C_{PV}) entre tierra y PV a estas frecuencias provoca una corriente común más alta que la estrategia PWM bipolar [43]. Particularmente en este trabajo, la topología elimina la corriente de fuga hasta un valor cercano a 0 mA.

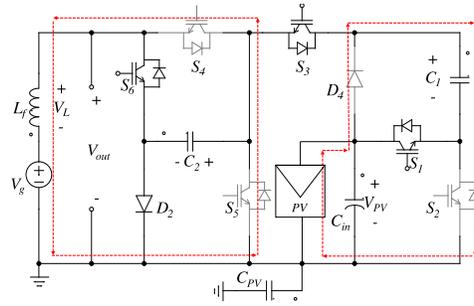
Los cuatro modos de operación del inversor propuesto se muestran en la Figura 2.3. La topología siempre mantiene una conexión entre el terminal negativo del panel y el neutro de la red. Los interruptores utilizan una frecuencia de conmutación de 25 kHz. Los capacitores se cargarán tanto en el semiciclo positivo como en el negativo; esta característica permite el uso de condensadores de película de poliéster metalizado o condensadores MKT en lugar de condensadores de electrolito.

El diseño anterior tiene ciertas desventajas; por ejemplo, el uso de capacitores disminuye la vida útil del inversor. Además, solo tiene dos niveles de energía a la salida (positivo y negativo), lo que aumenta el THD en comparación con los inversores de más de dos niveles. Por otro lado, la frecuencia de conmutación puede considerarse alta, lo que provoca el desgaste de los elementos y, en ocasiones, el ruido del sistema. En comparación con MLI, la topología debe usarse para potencias bajas. Los inversores multinivel basados en SC (SCMLI) se están abordando para aumentar la cantidad de niveles, disminuir el THD y aumentar la potencia total que este tipo de dispositivo puede manejar. Se sugirieron nuevas configuraciones de SCMLI en la literatura [44, 45, 46].

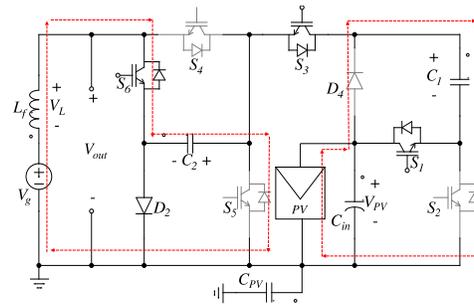
Otro tipo de inversor basado en tierra común es el que utiliza condensadores flotantes. En [47], se propone un inversor tipo I con dos interruptores en serie durante el ciclo positivo. Los autores de [48] analizan los inversores tipo II y tipo III. En la topología Tipo-I, solo un interruptor transporta la corriente de carga durante el ciclo positivo. Por su parte, la topología Tipo-III no requiere un diodo extra como en las dos topologías anteriores para formar una topología similar a un puente H convencional. Las tres topologías utilizan SPWM unipolar como técnica de modulación para



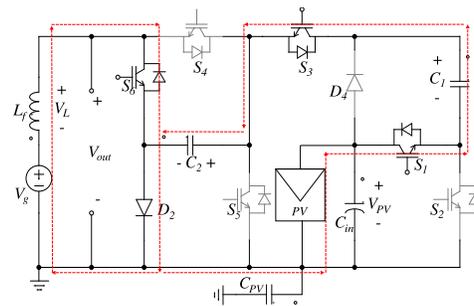
(a) Modo 1



(b) Modo 2



(c) Modo 3



(d) Modo 4

Figura 2.3: Modos de funcionamiento del inversor conectado a red propuesto.

reducir las pérdidas del sistema, la THD y el tamaño del filtro de salida. En los tres casos, solo se utilizan cuatro interruptores activos para realizar el circuito inversor básico y reducir la corriente de fuga hasta eliminarla prácticamente. La reducción en la frecuencia de modo común también se ha logrado usando topologías sin transformador con abrazadera de punto neutro multinivel [49] o su variante, usando inductores divididos [50].

2.3.2. Inversores H5, H6 y HERIC

Los inversores de fuente de corriente se utilizan en aplicaciones de alta potencia debido a su alta confiabilidad, protección inherente contra cortocircuitos y capacidad regenerativa [51]. Los VSI son dominantes debido a su bajo costo, control simple y tecnología madura. Por lo general, en los sistemas residenciales de generación de energía renovable, como los sistemas fotovoltaicos, los VSI son los más empleados [52]. La diferencia entre VSI y CSI radica en el tipo de fuente de CD de la que toman su energía. Los conceptos básicos y las operaciones son diferentes para cada inversor. Algunas topologías de CSI se han mostrado en investigaciones recientes [53, 54, 55]. Hoy en día, las topologías CSI intentan reducir la corriente de fuga, como H5 [56], H6 [57] y HERIC [58].

En [59], se comparan tres topologías similares de inversores de fuente de corriente sin transformador (topologías de puente completo, H5 y H6) para resaltar sus diferencias. El análisis hace una comparación considerando la eficiencia, la corriente de fuga y la calidad de la corriente de salida. En el artículo, la conclusión más importante podría ser: *...entre las topologías examinadas, el inversor H5 parece el mejor compromiso en términos de eficiencia, reducción de la corriente de fuga, número de componentes y calidad de la corriente...*

Los autores de [60] presentan un nuevo inversor conectado a la red (GCI, por sus siglas en inglés) de puente completo y doble *buck* sin transformador con topología de tipo H5 (TDFGI-H5) para sistemas fotovoltaicos. La topología muestra que TDFGI-H5 tiene las ventajas de la salida de tres niveles, sin problemas de disparos, alta confiabilidad y puede cumplir completamente con la condición de eliminar la corriente de fuga de modo común. La figura 2.4 muestra el inversor propuesto.

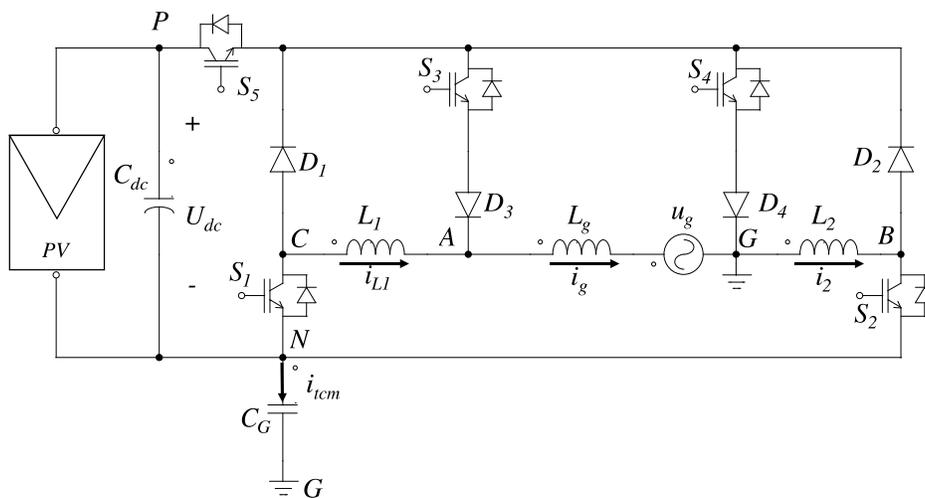


Figura 2.4: Topología de circuito de la TDFGI-H5 propuesta.

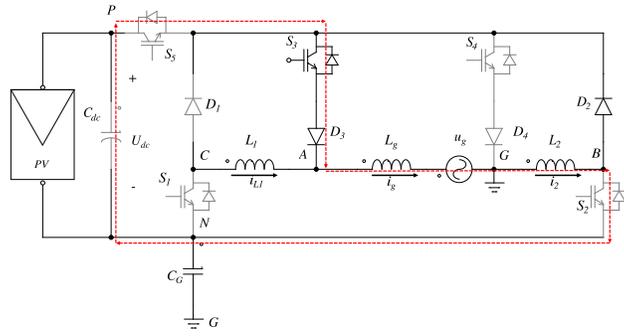
Los modos de operación presentados en la Figura 2.5 dependen de la dirección de la corriente de la red (i_g). Actuando sobre los interruptores ($S_1 - S_5$), el TDFGI-H5 se puede dividir en cuatro modos de funcionamiento. En este caso, según los autores en [61, 62], la corriente de fuga se define como en la Ecuación (2.11). Sin embargo, durante los modos de operación $u_{ecm} = u_{GN}$ y u_{GN} permanece constante. Por lo tanto, se elimina la corriente de fuga.

$$\dot{i}_{tcm} = C_G \frac{du_{ecm}}{dt} = C_G \frac{\Delta u_{ecm}}{\Delta t}. \quad (2.11)$$

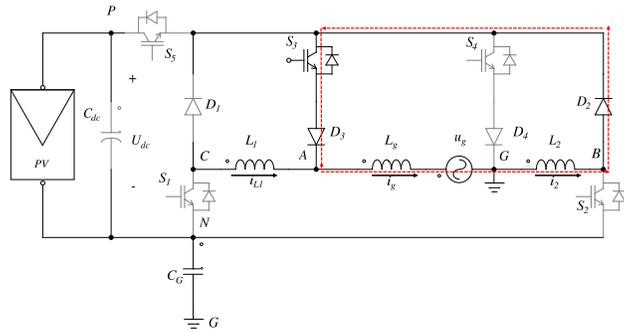
En el artículo, se utiliza SPWM unipolar que, en combinación con la topología y la estrategia de control, mantiene constante el voltaje de modo común. Es importante señalar varias características de este diseño. Esta topología tiene una pérdida de conducción más significativa que su contraparte BDFGI. Los inductores utilizados tienen una vida útil más larga que los condensadores. La investigación actual está trabajando para reducir el tamaño de los elementos de almacenamiento, ya que hace que el sistema sea más caro, voluminoso y brillante que VSI.

A pesar de las ventajas mencionadas en la topología anterior, la topología H6 es la única que tiene capacidad bidireccional [63]. En la referencia [57], se muestra una topología inusual cuyo desafío es encontrar una solución eficiente a la bidireccionalidad de este tipo. Como resultado, la investigación utiliza una estrategia de modulación híbrida, tanto para el rectificador como para el inversor. Entre los resultados más relevantes se encuentra la posibilidad de extrapolar la estrategia de modulación propuesta para topologías similares.

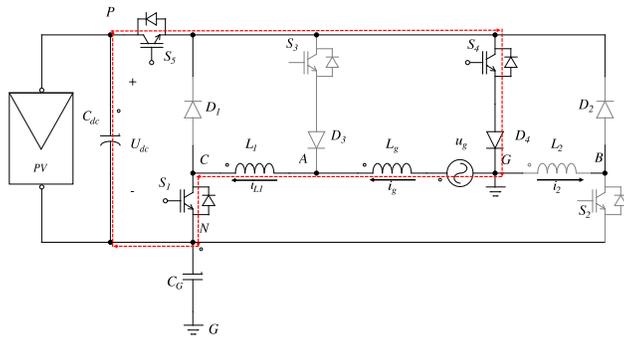
El concepto de inversor HERIC es una topología rentable, que tiene corrientes de fuga bajas y una eficiencia relativamente alta. Entre varias topologías sin transformador, el HERIC es un candidato prometedor debido a su estructura simple y alta eficiencia. En la referencia [58], se presenta una estrategia de modulación unipolar para un inversor HERIC. El método propuesto aprovecha las ventajas del UP-PWM convencional, el UP-PWM con tiempo muerto y la estrategia de modulación de la capacidad de potencia reactiva. Para mejorar aún más la calidad de la energía, los efectos del tiempo muerto y la limitación del ancho de pulso mínimo se compensaron a través del esquema híbrido UP-PWM.



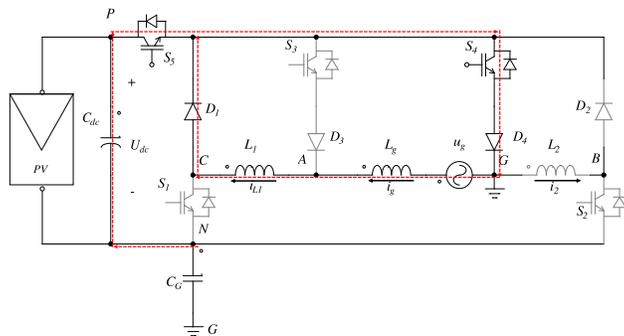
(a) Modo 1



(b) Modo 2



(c) Modo 3



(d) Modo 4

Figura 2.5: Modos de funcionamiento y sus circuitos equivalentes de TDFGI-H5.

2.3.3. Inversores Buck-Boost de una sola etapa

En general, las topologías solo pueden ofrecer el mismo voltaje de entrada en la salida, por ejemplo, las topologías tradicionales basadas en inversores reductores. Sin embargo, muchas aplicaciones requieren aumentar el voltaje de entrada para un funcionamiento adecuado. Las diferencias principales entre la topología del inversor reductor-elevador con el inversor reductor tradicional de puente completo y el inversor elevador se resumen en la referencia [64]. El inversor de puente completo convencional es un convertidor que no produce una salida mayor en la entrada pero que se controla fácilmente. Por su parte, el inversor elevador, al igual que el inversor reductor elevador, genera una salida de CA superior a la entrada controlando el ciclo de trabajo.

Las investigaciones recientes se centran en el diseño de una topología de inversor reductor-elevador de una sola etapa [65, 66, 67], básicamente para reducir la cantidad de componentes, como interruptores. Además, la conversión de potencia de dos etapas da como resultado una estructura de circuito y algoritmo de control complejo [68]. Por lo general, los inversores reductor-elevador de una sola etapa constan de distintos circuitos que funcionan individualmente en modo reductor/elevador o positivo/negativo; este último conduce a una distorsión cruzada en la corriente de salida [69]. Por lo general, en una sola etapa, se obtiene un voltaje de CA pico de salida mayor que el voltaje de CD de entrada mediante el uso de un inversor de puente completo seguido de un transformador elevador de baja frecuencia. Sin embargo, el transformador aumenta el volumen, la pérdida y el costo del sistema [70].

Este tipo de convertidor compensa las variaciones en las fuentes de energía renovable, tales como: sombreado, irradiación, nubosidad y temperatura. Otras topologías pueden ofrecer resultados similares a estas variaciones naturales, por ejemplo, los inversores de puente completo tradicionales seguidos de un convertidor CD/CD tipo elevador. Sin embargo, requiere múltiples inductores y capacitores para el mismo resultado. El inversor elevador diferencial presentado en la referencia [71] proporciona una operación de reductor-elevador en una sola etapa a partir de dos convertidores elevadores de CD/CD idénticos. Esta topología emplea dos inductores; todos sus interruptores funcionan a alta frecuencia y no posee tierra común.

En [72], se proponen inversores sin transformador reductor-elevador bidireccionales de una sola etapa que utilizan un solo inductor y eliminan la corriente de fuga de modo común. El esquema que se muestra en la Figura 2.6 tiene dos alimentaciones de entrada, estas alimentaciones pueden tener el mismo o diferente valor de voltaje, por lo que la topología permite obtener la energía de varios tipos de fuentes limpias. Los autores destacan que debido a su capacidad reductor-elevador, una de las ventajas del inversor propuesto es su capacidad de generar un voltaje de salida sinusoidal incluso si $V_{in1} \neq V_{in2}$. También se describe otra variante en el mismo trabajo, un inversor de una sola fuente de entrada. Este esquema es similar a los inversores de medio puente tradicionales [73], destacando que no requiere un voltaje de entrada más alto, con el uso de dos capacitores C_1 y C_2 .

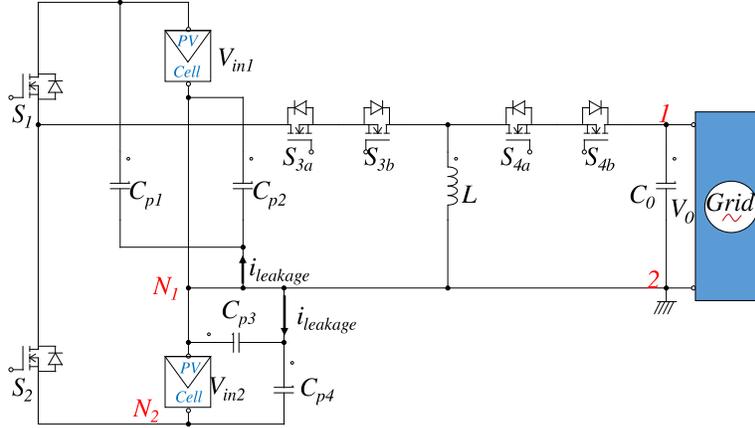
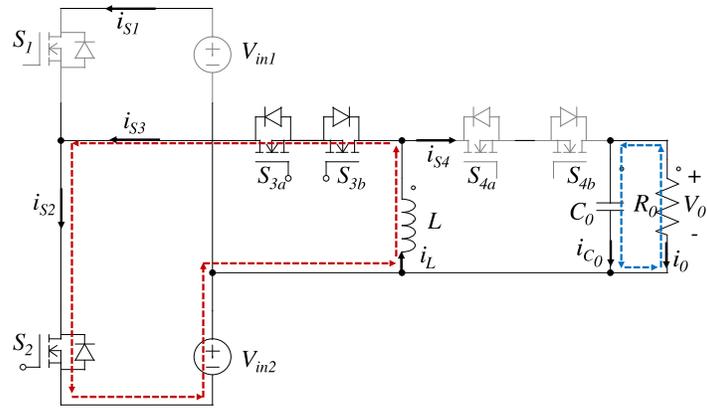


Figura 2.6: Inversores propuestos con paneles fotovoltaicos y condensadores parásitos.

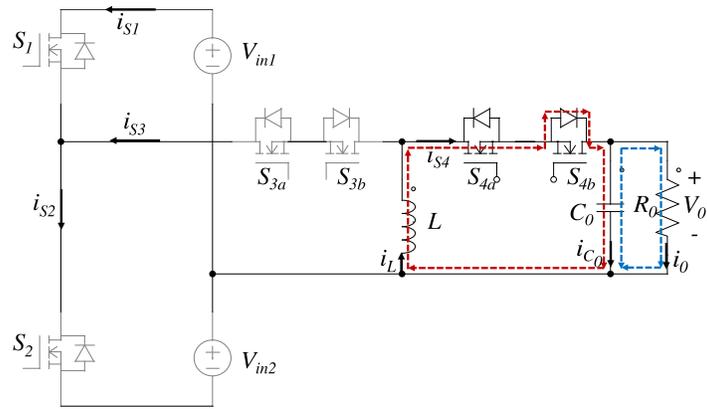
El inversor tiene 3 modos de operación, es bidireccional y puede proporcionar potencia reactiva como se muestra en la Figura 2.7. El documento señala que la corriente de fuga se reduce ya que el voltaje de salida (V_O) es un voltaje de CA sinusoidal de baja frecuencia, V_{in1} y V_{in2} son voltajes de CD constantes y los valores de las capacitancias parásitas son extremadamente pequeños.

El esquema presentado requiere una mayor cantidad de dispositivos en comparación con las otras topologías presentadas hasta este punto. Además, es válido especificar que, aunque dos de sus interruptores operan a una frecuencia de conmutación baja S_1 y S_2 y las pérdidas de conducción son despreciables en este caso, otros dos interruptores S_3 y S_4 operan a una frecuencia de conmutación alta. En este último caso, las pérdidas se deben a la descarga del condensador de unión C_O . El trabajo muestra una importante comparación de los inversores con la topología mencionada. La comparación resume algunas de las características esenciales de este tipo de convertidor: corriente de fuga de modo común, funcionamiento bidireccional, cantidad de componentes, funcionamiento conectado a la red o autónomo.

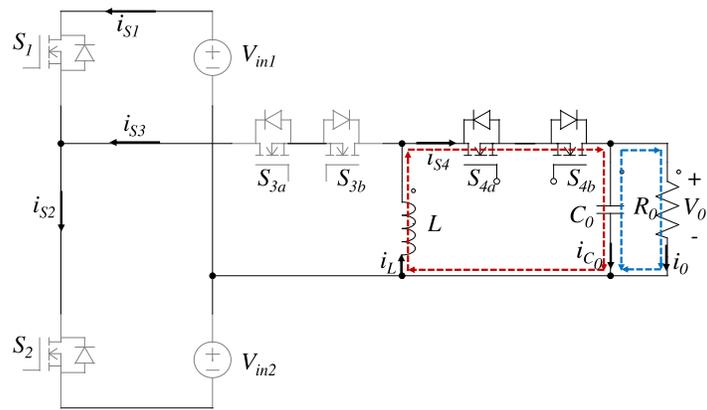
En la actualidad se han desarrollado diversas investigaciones que abordan la topología en cuestión. En la referencia [74] se propone una combinación de una etapa de elevación frontal, una etapa de inversor de medio puente y una etapa de desacoplamiento de potencia. Requiere dos capacitores que funcionan como fuentes independientes, y solo se usa uno de ellos a la vez. En la referencia [75] se propone un nuevo inversor reductor-elevador resonante en serie de puente completo de etapa única (FB-SRBBI). En este caso, un mayor número de dispositivos conducen al mismo tiempo, aumentando así las pérdidas por conducción. En [76] se propone una nueva topología VSI conectada a la red, monofásica, de etapa única y sin transformador. Cada topología mencionada tiene ventajas y desventajas. El esquema a utilizar depende de la aplicación.



(a) Modo 1



(b) Modo 2



(c) Modo 3

Figura 2.7: Modos de operación del inversor Tipo-1.

2.3.4. Resumen comparativo de topologías de inversores tradicionales sin transformador conectados a la red

Tabla 2.3: Comparación de diferentes topologías que tratan de reducir la corriente de fuga.

Ref.	Tipo	Componentes				Modos de Operación	Filtro Salida	V_{in}	Estrategia de Modulación	Corriente de Fuga
		S	D	L	C					
[25]	HBZVR	5	10	2	3	4	2(1.8 mH), 2 μ F	350 V	PWM	74.4 mA
[77]	T-type hybrid	8	4	5	4	5	2(3 mH) 2(0.6 mH) 2(1 μ F)	200 V	LSPWM	16.7 mA
[38]	Common ground	6	2	1	2	2 or 3	3 mH	200 V	PWM	$\simeq 0$ mA
[61]	Common ground	2	0	2	1	7	1 mH, 2.2 μ F	400 V	PWM	$\simeq 0$ mA
[78]	Step-up non-isolated	6	1	3	2	6	4.4 mH, 0.42 mH, 2.2 μ F	30–60 V	SPWM	$\simeq 0$ mA
[79]	quasi Z-Source Inverter	6	1	4	3	5	3 mH	30–60 V	SPWM	$\simeq 0.4$ A
[53]	Current Source Inverter	6	6	4	1	3	2(2.5 mH), 9.4 μ F	–	SPWM	140 mA
[68]	CH5	5	0	2	1	5	44 μ F	–	SPWM	24.7 mA
[80]	Full Bridge	6	0	2	1	4	2(4 mH)	380 V	bipolar SPWM	50 mA
[81]	Common gorund	7	2	3	1	3	2.8 mH	400 V	PWM	10 mA
[82]	NPC	6	0	2	0	3	2(4 mH), 6.6 μ F	400 V	SPWM	44 mA
[83]	FBNPC	8	4	1	2	6	6 mH	200 V	SPWM	181.4 mA
[61]	H5 HERIC	8	4	1	2	5	1.2 mH	600 V	SLS–PWM	181 mA
[84]	Derived HERIC	8	2	1	2	5	3 mH	600 V	PWM	180.3 mA
[85]	CMLI	8	0	4	3	6	4(2 mH), 0.1 μ F	400 V	PWM	56.5 mA
[86]	Derived CHB	10	2	0	2	7	2(2.5 mH)	72 V	PWM	17.7 mA
[87]	Common ground	5	0	2	1	4	3.5 mH, 3.3 μ F	100 V	–	$\simeq 0$ mA

En el análisis de diversas topologías de inversores sin transformador destinados a la conexión a la red eléctrica, se observa una variación significativa en términos de componentes, estrategias de modulación y corrientes de fuga. El inversor HBZVR, por ejemplo, presenta una estrategia de modulación de PWM y una corriente de fuga de 74.4 mA, destacándose por su complejidad y eficiencia en operación.

El inversor T-type Hybrid, con su estrategia de modulación LSPWM, exhibe una corriente de fuga notablemente más baja, alcanzando los 16.7 mA. Este resultado sugiere una eficiencia mejorada en la gestión de la corriente de salida. Por otro lado, el inversor Common Ground destaca al presentar una corriente de fuga prácticamente nula, lo que implica un diseño eficiente en la reducción de pérdidas de corriente.

En la categoría de inversores Step-up Non-Isolated, la estrategia de modulación SPWM contribuye a una corriente de fuga insignificante, lo que resalta su eficacia en la operación sin pérdidas significativas. De manera similar, el inversor Quasi Z-Source logra mantener una corriente de fuga

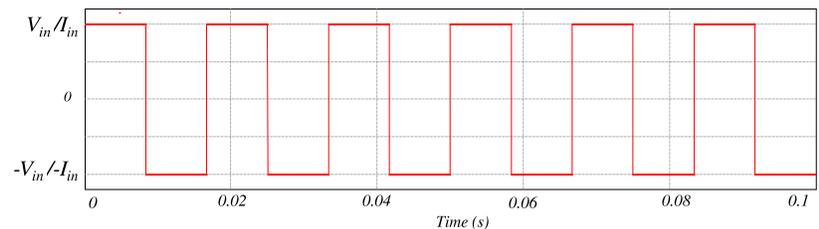
baja, aproximadamente 0.4 A, indicando un enfoque exitoso para mitigar esta variable.

El inversor Current Source destaca por su estrategia de modulación SPWM y una corriente de fuga de 140 mA, indicando un rendimiento sólido. En contraste, el inversor Full Bridge, con su estrategia de modulación bipolar SPWM, presenta una corriente de fuga de 50 mA, lo que sugiere una eficiencia en la reducción de pérdidas de corriente.

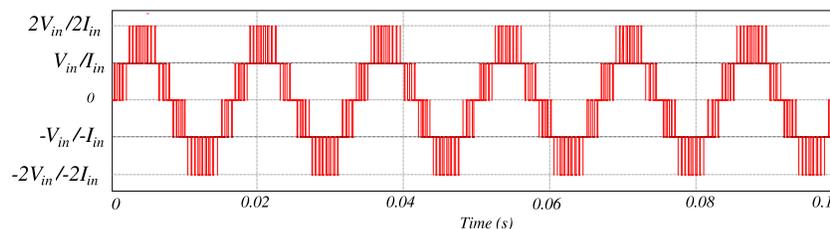
La topología NPC se distingue por su estrategia de modulación SPWM y una corriente de fuga de 44 mA, mostrando una balanceada eficiencia en la gestión de la corriente de salida. Estos resultados ofrecen un panorama técnico diverso y complejo, proporcionando valiosa información para la toma de decisiones en la implementación de inversores fotovoltaicos en sistemas conectados a la red eléctrica.

2.4. Topologías de Inversores Multinivel

El inversor multinivel (MLI) genera varios niveles de voltaje o corriente en la salida y obtiene su energía de diferentes fuentes de CD, para entregarla con el uso de interruptores de menor potencia. En general, la energía se obtiene de condensadores, baterías u otro almacenamiento convencional, incluidas las fuentes de ER [88]. Se han estudiado diferentes topologías MLI. La Figura 2.8 presenta una comparación entre la señal de salida de los inversores tradicionales y MLI. Se observa que el MLI presenta una forma de onda más sinusoidal que los inversores tradicionales de dos niveles, lo que permite obtener las características presentadas en la Tabla 2.



(a) a



(b) b

Figura 2.8: Comparación de salida: (a) Inversores tradicionales, (b) Inversores multinivel.

El desarrollo de los inversores multinivel ha sido marcado por el avance de la tecnología de materiales semiconductores (IGBT, MOSFET, etc.) y la evidente evolución de los procesadores digitales (microprocesadores, DSP y FPGA). En este sentido, en [36] se presenta una investigación interesante, y la conclusión más importante podría ser que el uso de 4H-SiC constituye uno de los aspectos más importantes que ha permitido el desarrollo actual de los convertidores de potencia. Por

Tabla 2.4: Principales ventajas de los inversores de varios niveles.

Parámetros	Descripción
Baja frecuencia de conmutación	La frecuencia de conmutación es más baja, ya que generalmente se utilizan más interruptores para generar los niveles de salida escalados.
Bajo dv/dt de las tensiones de salida	El estrés de voltaje es menor en cada interruptor, ya que los niveles de salida se distribuyen entre un mayor número de semiconductores, obteniendo así un dv/dt de tensión de salida más bajo.
Estructura	Estructura modular que permite aumentar el número de fuentes de entrada y la potencia de salida.
Potencia	Alta potencia de salida sin aumentar la clasificación de los interruptores de la topología.
Distorsión Armónica Total (THD)	Bajo THD debido a una señal más sinusoidal.
Pérdidas reducidas	Bajas pérdidas de conmutación y conducción.
Operación tolerante a fallos	Utilizando una estrategia de control adecuada y redundancia de estado.

lo tanto, los inversores multinivel están emergiendo rápidamente como una alternativa prometedora en los sistemas fotovoltaicos para la conversión de CC/CA de alta potencia y voltaje medio.

Dentro de los inversores multinivel, el inversor de fuente de voltaje multinivel (MVSI, por sus siglas en inglés) ha llamado la atención por su mejor calidad de suministro de energía. En el MVSI, la amplitud del voltaje de salida generalmente es menor que la de entrada, en estos casos, el inversor se comporta como un convertidor reductor (buck converter). Por lo tanto, generalmente se requiere una etapa de aumento intermedia, ya que en las aplicaciones de energías renovables, la tensión del panel solar es baja. Sin embargo, al incluir esta etapa, aumenta la complejidad del control del sistema y disminuye la eficiencia.

A medida que aumentan los niveles de salida, disminuye la THD y el tamaño del filtro, pero se requiere un mayor número de componentes. En la actualidad, un desafío importante es diseñar esquemas con un número reducido de componentes. Los autores en [2] presentan una nueva topología, que busca reducir el número de interruptores como se muestra en la Figura 2.9. Este esquema tiene tres fuentes de alimentación y diez semiconductores para entregar quince niveles de salida.

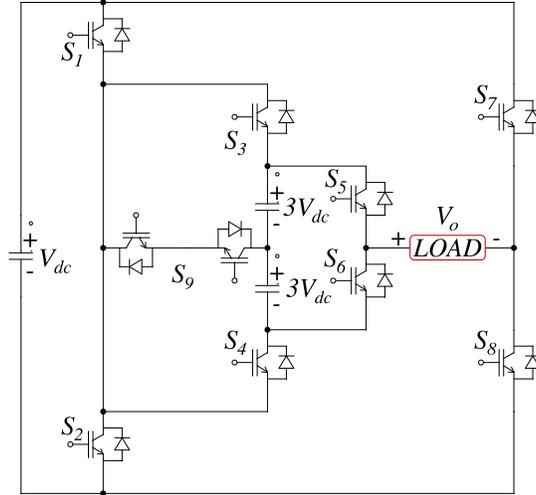


Figura 2.9: Topología de inversor multinivel propuesto en [2].

Los autores proponen que el voltaje máximo de salida utilizando esta configuración es:

$$V_{o,\max} = V_{dc} + 2V_{dc} = 7V_{dc} \quad (2.12)$$

donde: V_{dc} es la fuente de alimentación de entrada y $V_{o,\max}$ es el voltaje de salida en la carga.

2.4.1. Inversor de Capacitores Flotantes

El concepto de Capacitores Flotantes (FC) fue introducido por primera vez en 1992; este tipo de inversor utiliza diferentes condensadores para suministrar varios niveles de potencia en la salida del convertidor. Los beneficios de esta topología incluyen propiedades atractivas en diferentes rangos de potencia, aunque son más adecuados para aplicaciones de voltaje medio. Otra ventaja de la topología es la posibilidad de utilizar un autoequilibrio natural. Además, presenta una distribución equitativa de la tensión entre los interruptores. Al igual que en el caso del convertidor NPC, se puede utilizar una sola fuente para generar múltiples niveles de voltaje. En aplicaciones comerciales, el uso de convertidores en cascada con más de tres niveles de salida es más común que la alternativa NPC. La topología presentada generalmente no se utiliza en aplicaciones de energía solar fotovoltaica (PV). Este esquema es más adecuado para su uso en vehículos eléctricos. Sin embargo, se decidió incluirlo en el trabajo, ya que es parte de las topologías de fuente de voltaje más ampliamente utilizadas. La Figura 2.10 ilustra un inversor en cascada de cinco niveles (5L-FC) y en la Tabla 2.5 se muestran los modos de operación.

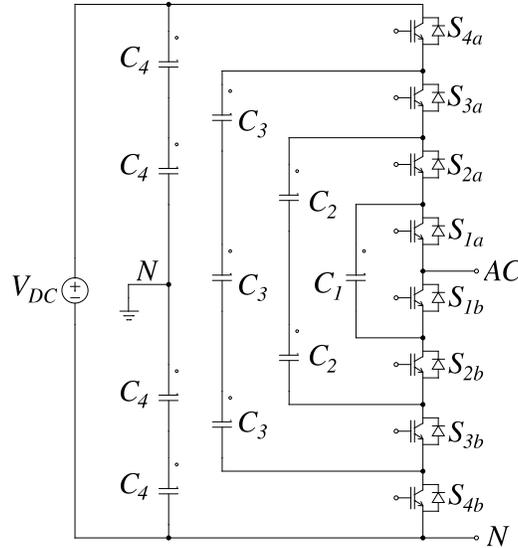


Figura 2.10: Configuración básica de inversor de capacitores flotantes.

Tabla 2.5: Modos de operación inversor 5 niveles FC.

Voltaje de Salida	S_{4a}	S_{3a}	S_{2a}	S_{1a}	S_{1b}	S_{2b}	S_{3b}	S_{4b}
$V_{DC}/2$	1	1	1	1	0	0	0	0
$V_{DC}/4$	1	1	1	0	1	0	0	0
0	1	1	0	1	1	1	0	0
$-V_{DC}/4$	1	0	0	1	1	1	1	0
$-V_{DC}/2$	0	0	0	0	1	1	1	1

2.4.2. Inversor Punto Neutro Anclado (NPC)

Por otro lado, en los inversores NPC (Neutral Point Clamped), se generan múltiples fuentes de corriente continua al dividir la tensión del bus de entrada mediante un banco de condensadores, como se muestra en la Figura 2.11a. Esta topología es reconocida como una de las más populares entre los inversores multinivel. La Tabla 2.6 muestra los patrones de conmutación permitidos, potencialmente destructivos y destructivos que podrían implementarse en la estructura básica de los inversores NPC de tres niveles (3L-NPC). Los convertidores NPC se utilizan principalmente en el rango de alta y media potencia. Estos convertidores DC/AC tienen bajo dv/dt , baja Distorsión Armónica Total (THD) y pueden eliminar la corriente de modo común, lo que los hace atractivos para aplicaciones de energía fotovoltaica. Existen ciertas aplicaciones de alta potencia en las que los inversores NPC permiten un voltaje de enlace DC más alto y evitan la conexión en serie de semiconductores en la misma rama. Estos dispositivos tienen un gran número de diodos de pinzamiento, problemas de desequilibrio en los condensadores del bus de CC y una distribución no uniforme de pérdidas en los interruptores. En condiciones operativas estándar, los valores de los

condensadores deben tener un valor de voltaje similar. En [89], se propone una nueva estrategia de modulación PWM para controlar el voltaje de salida y equilibrar los condensadores del bus de CD para convertidores.

Una alternativa a la topología NPC tradicional es el esquema Active-NPC (ANPC). Esta variante surge para eliminar las desventajas mencionadas anteriormente. En el diseño ANPC, en lugar de utilizar diodos de pinzamiento, se utilizan semiconductores bidireccionales, como se muestra en la Figura 2.11b. En ambos esquemas (NPC y ANPC), es posible reducir la corriente de fuga conectando el punto medio del bus de CC a tierra de la red. De esta manera, el valor de $DC+$ o $DC-$ dependerá del signo de la corriente de salida. Por lo tanto, el voltaje de la capacitancia parásita permanece constante y no surge corriente de fuga. Las pérdidas por conducción se pueden reducir utilizando diferentes trayectorias en el estado de cero. Actualmente, se han implementado ciertas modificaciones del PWM tradicional en las topologías ANPC para lograr el funcionamiento correcto del inversor, reduciendo las pérdidas por conducción y logrando un equilibrio correcto de los condensadores.

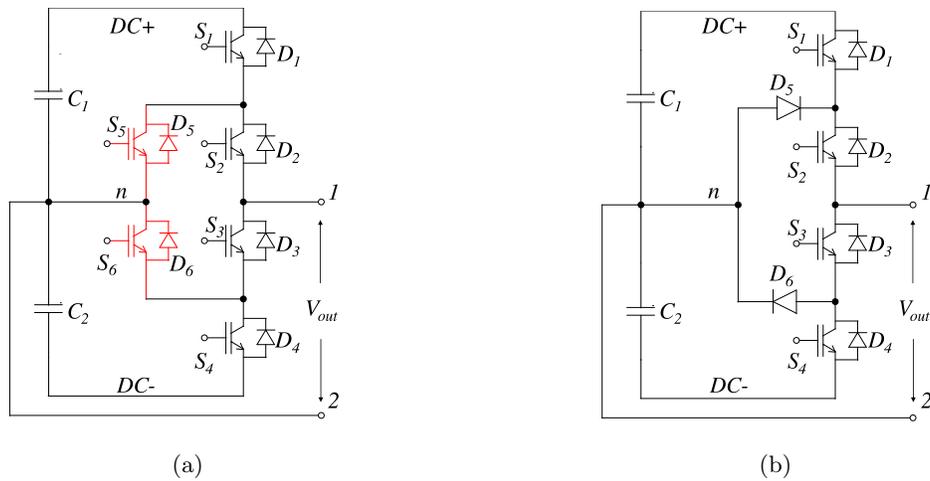


Figura 2.11: Comparación de topologías básicas: (a) 3L-NPC y (b) 3L-ANPC.

Tabla 2.6: Estados de conmutación 3L-NPC.

Interruptores	Permitido	Pot. des- tructivo	Destructivo
S_1	0 0 0 1 0 0	1 0 1 1 0	1 1 1 0 1
S_2	0 1 0 1 1 0	0 0 0 0 1	1 1 0 1 1
S_3	0 0 1 0 1 1	0 0 0 1 0	1 0 1 1 1
S_4	0 0 0 0 0 1	0 1 1 0 1	0 1 1 1 1

2.4.3. Voltaje en Modo Común, Corriente de Fuga y THD

La relación entre el voltaje en modo común en los inversores y la corriente de fuga es fundamental para comprender y mitigar posibles problemas en los sistemas fotovoltaicos conectados a la red. El

voltaje en modo común, que es la diferencia entre el voltaje en el punto neutro y el promedio de los voltajes de salida de los inversores, puede influir significativamente en la aparición de corrientes de fuga no deseadas. Cuando este voltaje en modo común experimenta fluctuaciones o alcanza niveles inapropiados, puede generar corrientes de fuga que comprometen la seguridad y la eficiencia del sistema. Por lo tanto, es crucial implementar estrategias de diseño y control que mantengan el voltaje en modo común dentro de rangos aceptables para minimizar la corriente de fuga y garantizar un funcionamiento confiable del sistema.

Para abordar este desafío, los diseñadores de sistemas fotovoltaicos emplean técnicas específicas para controlar y reducir el voltaje en modo común en los inversores. Estas técnicas pueden incluir la implementación de topologías de inversores más avanzadas, el uso de filtros activos para atenuar las fluctuaciones del voltaje en modo común y la adopción de estrategias de control sofisticadas. Al mantener el voltaje en modo común en niveles adecuados, se puede minimizar la corriente de fuga y mejorar la calidad general de la energía generada por el sistema fotovoltaico. Esta relación entre el voltaje en modo común y la corriente de fuga destaca la importancia de un diseño cuidadoso y una gestión eficaz de los sistemas fotovoltaicos para garantizar su rendimiento óptimo y su seguridad operativa.

Por otro lado, las técnicas para eliminar la corriente de fuga en inversores fotovoltaicos se agrupan en dos categorías. La primera introduce un interruptor para aislar la red de los paneles en los tiempos de desvío. La segunda categoría mantiene una conexión neutra desde la red hasta el punto medio de los capacitores de entrada y asegura variaciones de bajo voltaje. Considerando un inversor NPC, el voltaje de modo común se define a partir de la Ecuación (2.13). Desde el punto de vista matemático, la reducción de la corriente de fuga se logra cuando no hay variación en los términos V_{cm-dm} y V_{cm} . La Figura 2.12 muestra un diagrama eléctrico simplificado, donde se observa la influencia de los términos anteriores en la aparición de la corriente de fuga.

$$V_{cm} = \frac{V_{1n} - V_{2n}}{2} \quad (2.13)$$

$$V_{dm} = V_{1n} - V_{2n} \quad (2.14)$$

donde: el voltaje común y el voltaje diferencial se definen como V_{cm} y V_{dm} , el voltaje en la salida del inversor de la Figura 2.11 en (1) y (2) con respecto al punto neutro (n) se define como V_{1n} y V_{2n} respectivamente.

Considerando las Ecuaciones (2.13) y (2.14), V_{1n} y V_{2n} puede ser representado como:

$$V_{1n} = \frac{V_{cm} + V_{dm}}{2} \quad (2.15)$$

$$V_{2n} = \frac{V_{cm} - V_{dm}}{2} \quad (2.16)$$

$$V_{cm-dm} = -\frac{V_{dm}}{2} \quad (2.17)$$

donde: la relación entre el modo común y el modo diferencial está determinada por V_{cm-dm} .

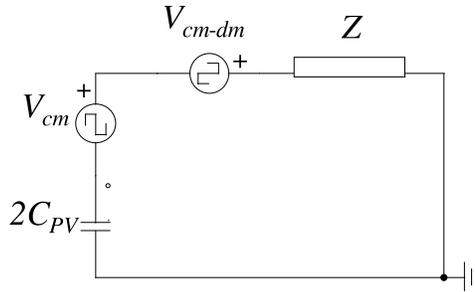


Figura 2.12: Modo común representado según el diagrama eléctrico simplificado.

Además del voltaje en modo común, otro aspecto crucial a considerar en los inversores fotovoltaicos es la distorsión armónica total. La THD es una medida de la distorsión de la señal de salida del inversor, que puede surgir debido a las no linealidades inherentes en los dispositivos de conmutación utilizados en los inversores. Una alta THD puede tener efectos adversos en la red eléctrica, causando interferencias con otros equipos y generando pérdidas de energía adicionales. Por lo tanto, controlar y reducir la THD es esencial para garantizar que la energía generada por el sistema fotovoltaico cumpla con los estándares de calidad de la red eléctrica.

Para abordar este desafío, los diseñadores de inversores implementan técnicas de control avanzadas y filtros activos para mitigar la distorsión armónica en la señal de salida. Estas técnicas pueden incluir el uso de algoritmos de modulación de ancho de pulso optimizados, la selección adecuada de componentes electrónicos y la incorporación de filtros de salida diseñados específicamente para reducir la THD. Al minimizar la THD en la señal de salida del inversor, se mejora la calidad de la energía entregada a la red eléctrica, reduciendo así el impacto negativo en otros equipos y garantizando un funcionamiento eficiente y confiable del sistema fotovoltaico. En conjunto, la gestión tanto del voltaje en modo común como de la THD son aspectos fundamentales para optimizar el rendimiento y la seguridad de los sistemas fotovoltaicos conectados a la red.

2.4.4. Resumen comparativo de topologías de inversores multinivel sin transformador conectados a la red

La sección presenta una tabla comparativa entre las topologías NPC y CMLI. Como se mencionó anteriormente, en la actualidad, la topología basada en FC no se utiliza generalmente en aplicaciones de energía solar fotovoltaica (PV). La comparación tiene en cuenta diferentes aspectos, como el valor del voltaje de entrada, la frecuencia de conmutación, la estrategia de control, la eficiencia y la corriente de fuga, y solo incluye trabajos recientes. Otros trabajos recientes establecen comparaciones diferentes según el tema que aborden. Se puede apreciar que las frecuencias de conmutación raramente superan los 15 kHz. Aumentar la velocidad de conmutación provoca un aumento en las pérdidas del sistema y en la THD. Existe un compromiso entre el número de niveles de salida y la velocidad de los interruptores. Aumentar el número de niveles de potencia implica una frecuencia de conmutación más lenta. Todos los trabajos presentados cumplen con las dos normas de conexión a la red más importantes. Estas normas establecen una corriente de fuga máxima y una THD del 300 mA y 5%, respectivamente. El cumplimiento de las normas depende en gran medida de la estrategia de modulación empleada. A partir de los datos presentados, se observa que la técnica SVPWM y sus variantes son las más recurrentes cuando se requiere reducir el voltaje en topologías de modo común. Otro elemento que se destaca es el uso de inversores con

3 niveles de salida. Los autores señalan un compromiso entre el número de niveles y la cantidad de elementos en su topología. Generalmente, con 3 niveles, se obtienen resultados satisfactorios, como se muestra en la Tabla 2.7.

Tabla 2.7: Inversores multinivel utilizados en aplicaciones fotovoltaicas.

Ref./Año	V_{in}/P_{in}	f_s	Niveles de Salida	Estrategia	Corriente de Fuga/THD	Ef./Pérdida de Potencia
[90]/2015	200-450 V	5 kHz	5	Proportional Resonant Control	2 %	97.3 %
[91]/2015	400 V	16 kHz	3	SPWM	80 mA	97 %
[92]/2017	200 V/1 kW	10 kHz	3	Active NPC Method	≈ 0 mA	≈ 95.5 %
[93]/2017	190 V	2.2 kHz	3	Model Predictive Control	≈ 0 mA	≈ 95.8 %
[94]/2017	400 V/500 W	24 kHz	3	Proportional Resonant Control	≈ 0 mA	97.4 %
[?]/2017	400 V	8 kHz	3	SVPWM	1 %	-

2.5. Selección del tipo de inversor y topología

Como se ha destacado hasta el momento los inversores desempeñan un papel crucial en los sistemas de energía renovable, ya que son responsables de convertir la energía generada por fuentes como paneles solares o turbinas eólicas en corriente alterna utilizable. En el mercado existen diferentes tipos de inversores, entre ellos, los inversores tradicionales y los inversores multinivel y cada tipo tiene ventajas y limitaciones de uso como se mostró en la sección anterior. En este estudio, se justificará la elección de los inversores tradicionales sobre los inversores multinivel en sistemas de energía renovable, teniendo en cuenta aspectos como la simplicidad, la fiabilidad, la eficiencia, el costo, la compatibilidad con estándares y normativas, así como el rendimiento global del sistema.

Una de las principales ventajas de los inversores tradicionales radica en su simplicidad y fiabilidad. Estos inversores presentan una arquitectura más sencilla en comparación con los inversores multinivel, lo que los hace menos propensos a fallas y averías. La menor cantidad de componentes y etapas de conversión en los inversores tradicionales reduce la complejidad de su diseño y, por lo tanto, la probabilidad de fallos. Esta simplicidad también facilita las labores de mantenimiento y reparación, lo que se traduce en menores costos de operación a largo plazo.

La eficiencia es un aspecto fundamental a considerar en la elección de un inversor. Si bien los inversores multinivel pueden ofrecer mayores niveles de voltaje y mejorar la calidad de la señal de salida, su eficiencia tiende a ser inferior en comparación con los inversores tradicionales. La presencia de múltiples etapas de conversión y la necesidad de controlar y sincronizar dichas etapas pueden generar pérdidas de energía significativas en los inversores multinivel. Por otro lado, los inversores tradicionales, al tener menos etapas de conversión, tienden a ser más eficientes en la conversión de energía, lo que se traduce en un mayor rendimiento del sistema global.

El aspecto económico desempeña un papel crucial en la elección de un inversor. Los inversores

tradicionales suelen ser más económicos en comparación con los inversores multinivel. Esto se debe, en parte, a la menor complejidad de su diseño y a la disponibilidad de componentes estándar en el mercado. Los inversores multinivel requieren componentes más especializados y costosos, así como un mayor control y monitoreo del sistema, lo que incrementa su precio final. En muchos casos, los inversores tradicionales ofrecen una relación costo-eficiencia más favorable, especialmente en aplicaciones donde los requisitos de voltaje y calidad de señal no son críticos.

Otro aspecto importante a considerar es la compatibilidad de los inversores con los estándares y normativas existentes en el ámbito de la energía renovable. Los inversores tradicionales suelen cumplir con una amplia gama de estándares reconocidos a nivel internacional, lo que garantiza su interoperabilidad y su integración exitosa en diferentes sistemas. Por otro lado, los inversores multinivel, al ser una tecnología más reciente, pueden enfrentar desafíos en términos de cumplimiento normativo y pueden requerir adaptaciones adicionales para satisfacer los requisitos específicos de cada región o mercado.

Al evaluar la elección del inversor, es esencial considerar el rendimiento global del sistema de energía renovable. Si bien los inversores multinivel pueden ofrecer ciertas ventajas en términos de voltaje y calidad de señal, es fundamental analizar el impacto de su eficiencia inferior y su mayor complejidad en el rendimiento general del sistema. Los inversores tradicionales, al ser más eficientes y confiables, pueden contribuir a un rendimiento más estable y consistente del sistema, lo que resulta en una mayor producción de energía a lo largo del tiempo.

En conclusión, los inversores tradicionales presentan una serie de ventajas significativas sobre los inversores multinivel en sistemas de energía renovable. Su simplicidad, fiabilidad, eficiencia y costos más bajos los convierten en una opción atractiva, especialmente en aplicaciones donde los requisitos de voltaje y calidad de señal no son críticos. Además, su compatibilidad con estándares y normativas establecidos, así como su contribución al rendimiento global del sistema, respaldan su elección como la opción preferida en muchos escenarios. Sin embargo, es importante tener en cuenta que la elección del inversor dependerá de las necesidades y requisitos específicos de cada proyecto o aplicación.

2.6. Hardware in the Loop

Las pruebas a nivel de sistema son uno de los principales gastos en el desarrollo de un producto complejo que incorpora computación integrada. La necesidad de minimizar el tiempo de comercialización y, al mismo tiempo, producir un producto probado exhaustivamente presenta enormes desafíos. Los crecientes niveles de complejidad en el hardware y el software del sistema hacen que este problema sea más grave con cada nueva generación de productos. Además, cualquier cambio significativo realizado en el hardware o software de un producto existente debe someterse a pruebas de regresión exhaustivas para confirmar que los cambios no producen efectos no deseados.

Los componentes que se encuentran presentes en un sistema de *Hardware in the Loop* (HIL, por sus siglas en inglés) son los siguientes: controlador o procesador en tiempo real, una interfaz de comunicación (E/S) mediante la cual se transfieren los datos y una interfaz de usuario. El controlador en tiempo real es el encargado de emular el sistema físico y constituye el núcleo del sistema HIL. El procesador en tiempo real lleva a cabo una ejecución determinística de los componentes y funciones del sistema, como lo son: comunicación del hardware, generación de estímulos y ejecución de modelos. El controlador en tiempo real lleva a cabo la emulación de los componentes que no se encuentran físicamente en el sistema. Por su parte, la interfaz de comunicación es la encargada

de la interacción de las señales digitales, analógicas y de bus que intervienen en la unidad de prueba. Por último, la interfaz de usuario permite la ejecución de comandos de prueba y la visualización de los resultados.

La herramienta posee ventajas muy precisas con respecto al método tradicional de pruebas de componentes electrónicos, las cuales son:

- Minimizar fallos del sistema durante la puesta en marcha. .
- Reducción significativa del tiempo necesario para la validación del sistema de tracción.
- Utilidad durante la operación comercial para evaluar y analizar de manera efectiva cualquier situación.

Quizás una de las ventajas más importantes es la capacidad de poder evaluar tanto la ejecución del software como del hardware como si estuviese en el sistema real en condiciones reales de operación. Sin embargo, cuando un sistema se encuentra bajo condiciones reales de operación resulta difícil y casi imposible evaluar situaciones de anomalía y la respuesta del sistema, ya que implica un costo muy elevado para la mayoría de los casos y la posibilidad de daño. Por ello, el sistema HIL permite alcanzar los más altos estándares de seguridad y calidad tanto de software como de hardware.

Las pruebas de hardware-in-the-loop para sistemas de electrónica de potencia comienzan con una simulación del sistema de control que modela el comportamiento eléctrico de los componentes de circuitos activos y pasivos, las cargas y las fuentes de alimentación. En el caso de esta investigación se empleará la plataforma de desarrollo *Typhoon HIL* para llevar a cabo las pruebas de validación necesarias.

La Figura 2.13 muestra un esquema general de la plataforma HIL que se emplea en la investigación. La PC constituye la interfaz mediante la cual se permite la interacción con la plataforma, además nos permite programar pruebas de fallas y analizar la respuesta del sistema. El dispositivo HIL emulará el comportamiento y la respuesta del sistema de control en un entorno realista y en tiempo real, posibilitando la medición de las variables de interés mediante dispositivos de medición convencionales. En general, se espera que la tasa de exactitud de un dispositivo HIL esté en el rango del 90 % al 95 %. Aunque la tasa de exactitud de un dispositivo HIL con respecto a la realidad puede variar significativamente dependiendo de varios factores, como la precisión del modelo de simulación, la calidad de los datos de entrada, la calidad del hardware utilizado en la simulación y la configuración de la plataforma.

Aunque la plataforma muestre los beneficios antes mencionados su utilización no es trivi

- Costos: Los sistemas HIL son costosos debido a la necesidad de hardware de alta calidad y software especializado para la simulación. Esto puede limitar su uso en proyectos con presupuestos limitados.
- Complejidad: La configuración y calibración de los sistemas HIL pueden ser complejas y requerir experiencia técnica y conocimientos especializados.
- Precisión: La precisión de la simulación en una plataforma HIL depende en gran medida de la calidad del modelo de simulación y de los datos de entrada. Una mala precisión puede dar lugar a pruebas y validaciones inexactas y sesgadas.

- Interfaz con el sistema real: En algunos casos, puede ser difícil o imposible replicar completamente las condiciones del sistema real en una plataforma HIL. Esto puede limitar la capacidad de la plataforma HIL para realizar pruebas exhaustivas y completas.
- Dificultades en la identificación de errores: Aunque los sistemas HIL son útiles para la validación de sistemas electrónicos y de control, no garantizan la identificación de todos los errores y problemas que pueden surgir en el sistema real. Por lo tanto, se debe realizar una validación cuidadosa del sistema HIL para asegurar que sea capaz de detectar y corregir errores y problemas.
- Necesidad de actualización constante: Los sistemas HIL están sujetos a cambios en la tecnología y en las especificaciones de los sistemas que se están validando. Por lo tanto, es necesario actualizar constantemente la plataforma HIL para asegurar su compatibilidad con los sistemas a validar.

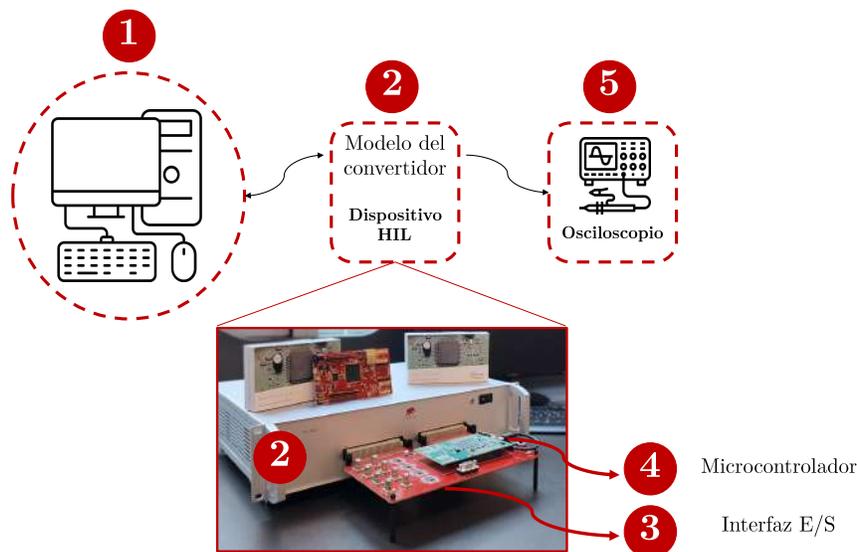


Figura 2.13: Diagrama general de la plataforma HIL.

En la actualidad se han empleado dispositivos HIL para la validación de diferentes diseños de convertidores. La Tabla 2.8 resume los más destacados.

Además de las bondades antes mencionadas la plataforma Typhoon HIL en su versión simulada emerge como una herramienta invaluable para ingenieros y desarrolladores en el ámbito de sistemas de energía y electrónica de potencia. Su capacidad para simular de manera precisa y eficiente sistemas complejos, como inversores fotovoltaicos y redes eléctricas, ofrece una ventaja distintiva. La versatilidad y flexibilidad de Typhoon HIL permiten la exploración y optimización de diseños antes de la implementación física, ahorrando tiempo y recursos significativos en el proceso de desarrollo. Además, su interfaz intuitiva y su capacidad para reproducir condiciones de operación diversas brindan a los ingenieros un entorno de simulación realista que facilita el análisis detallado y la validación de diseños, contribuyendo así a un desarrollo más rápido y robusto de sistemas de energía.

Tabla 2.8: Uso de plataformas de HIL para la validación del diseño propuesto.

Referencia / Año	Contribución al campo de estudio
[95] / 2020	Este estudio presenta el desarrollo de un sistema HIL para emular el comportamiento de un sistema fotovoltaico que incluye un panel y un convertidor elevador conectados en serie. El emulador se incorporó a una placa de desarrollo NI-myRIO que opera con un tiempo de integración de 10 μ s y reproduce el comportamiento del sistema real con un error porcentual medio de 2.0478 %, en comparación con los resultados de la simulación.
[96] / 2017	El documento desarrolla y prueba el control de corriente de un inversor. El controlador fue desarrollado para integrar funciones avanzadas en un enfoque sistemático, evitando así conflictos entre los diferentes objetivos de control. Luego, los algoritmos se programaron en un controlador integrado listo para usar con una unidad de procesamiento de computadora de doble núcleo y una matriz de puertas programables en campo (FPGA).
[97] / 2020	La investigación presenta el diseño de un controlador de corriente robusto basado en error de seguimiento filtrado para inversores trifásicos conectados a la red que interactúan recursos renovables distribuidos en la red. Se comparan los resultados experimentales tanto de simulación como de HIL del controlador propuesto, así como del controlador proporcional-integral y del controlador proporcional-resonante paralelo, lo que valida el rendimiento y la eficacia de la estrategia de control.

Una de las ventajas destacadas de la versión simulada de Typhoon HIL radica en su capacidad para modelar y evaluar el rendimiento de sistemas en condiciones extremas o escenarios poco comunes, proporcionando información valiosa sobre la robustez y fiabilidad de los dispositivos electrónicos de potencia. Esta capacidad de simulación avanzada no solo acelera el ciclo de desarrollo, sino que también permite a los ingenieros anticipar y abordar posibles problemas antes de la implementación real, lo que resulta en una mejora sustancial en la calidad y confiabilidad de los sistemas de energía. En resumen, la plataforma Typhoon HIL en su versión simulada se destaca como una herramienta esencial para la innovación y la optimización de sistemas de energía, ofreciendo un entorno de simulación preciso y eficiente que impulsa el progreso en la ingeniería de potencia.

2.7. Conclusiones del Capítulo

En resumen, los inversores tradicionales conectados a la red sin transformador se destacan como opciones viables y recomendables para aplicaciones de sistemas fotovoltaicos. Estas topologías

presentan ventajas significativas, como una alta eficiencia y bajo nivel de corriente de fuga. Su adaptabilidad a sistemas de media y alta potencia, así como su capacidad para cumplir con los estándares de conexión a la red, hacen que estos inversores sean opciones robustas y confiables para la integración de energía solar en la red eléctrica. La elección se justifica no solo por su rendimiento técnico, sino también por su eficiencia en términos de costos y su capacidad para superar desafíos. En consecuencia, estos inversores tradicionales se presentan como soluciones eficaces y prometedoras para la implementación exitosa de sistemas fotovoltaicos conectados a la red.

Por otra parte, los esquemas de inversores multinivel se centran en reducir el costo total de propiedad y la cantidad de interruptores, estableciendo una estrecha relación entre la eficiencia, el costo y la complejidad. La topología NPC destaca por su alta eficiencia y baja corriente de fuga en esquemas sin transformador, lo que la hace atractiva para aplicaciones de energías renovables. A pesar de sus ventajas, presenta desafíos como el equilibrio de voltaje en el punto neutral y una distribución desigual de pérdidas. La topología ANPC surge como solución a estas limitaciones, con la capacidad de utilizar diversos esquemas de modulación para minimizar la distribución de pérdidas, siendo más adecuada para sistemas fotovoltaicos de alta potencia sin transformador. Por otro lado, la topología basada en FC no es común en aplicaciones de energías renovables, destacando la importancia del equilibrio de voltaje en los condensadores flotantes.

Metodología

El capítulo dedicado a la metodología de la investigación proporcionará una guía detallada sobre cómo se llevará a cabo el estudio. Comenzará con la exposición del Problema a resolver, donde se identificará claramente el asunto central que motiva la investigación, contextualizando su importancia dentro del campo de estudio correspondiente. A continuación, se abordará la Justificación del estudio, ofreciendo argumentos sólidos que respalden la necesidad de abordar el problema identificado.

Luego, se presentará la Hipótesis que orientará la investigación, estableciendo las posibles respuestas o soluciones al problema planteado. Seguidamente, se definirá el Objetivo general y los Objetivos específicos del estudio, delineando las metas que se pretenden alcanzar y los pasos concretos que se seguirán para lograrlo. Después, se describirá la Metodología empleada, detallando los procedimientos, técnicas y herramientas que se utilizarán para recopilar, analizar e interpretar los datos. Por último, se evaluará la Factibilidad e impacto tecnológico y social del estudio, considerando aspectos relacionados con los recursos disponibles, el alcance de la investigación y las posibles implicaciones y beneficios que pueda tener en la sociedad y en el ámbito tecnológico.

3.1. Descripción del Problema

Los inversores interconectados a la red eléctrica enfrentan desafíos significativos relacionados con la calidad de la energía y la seguridad del sistema. Uno de los problemas principales es la distorsión armónica total (THD) generada por el inversor durante la conversión de energía, lo que puede resultar en una calidad de energía deficiente para otros equipos conectados a la red. La THD excesiva puede provocar problemas como la degradación del rendimiento de los dispositivos eléctricos sensibles, el sobrecalentamiento de los transformadores y la interferencia electromagnética.

Además, otro problema crítico es la corriente de fuga del inversor, que puede comprometer la seguridad de la red eléctrica y de los usuarios finales. La corriente de fuga, cuando no se controla adecuadamente, puede causar riesgos de descargas eléctricas e interferir con la operación segura de otros equipos eléctricos conectados a la red. Estos problemas de calidad de energía y seguridad no solo afectan la eficiencia del sistema, sino que también pueden generar costos adicionales para los operadores de red y los consumidores en términos de mantenimiento, reparación y pérdida de productividad.

Esta descripción proporciona una base sólida para justificar la necesidad de desarrollar un inversor que cumpla con los estándares de inyección de energía a la red, con una THD inferior

al 5% y una corriente de fuga menor a 300 mA. Estos criterios son esenciales para garantizar la integridad y la confiabilidad del sistema eléctrico, así como para cumplir con las regulaciones y normativas vigentes en materia de calidad de energía y seguridad eléctrica.

3.2. Justificación

La justificación de esta investigación se sustenta en la necesidad de resolver los desafíos técnicos inherentes a la adopción de inversores fotovoltaicos sin transformador en sistemas conectados a la red eléctrica. A pesar de su atractivo en términos de costo y eficiencia, estos inversores enfrentan obstáculos relacionados con la corriente de fuga y la calidad de la señal de salida. Abordar estos problemas es fundamental para garantizar la seguridad y la conformidad con los estándares regulatorios, como lo establece el VDE0126-1-1 y el IEEE Std 519 de 1992, además de promover la eficacia y la fiabilidad de la generación de energía fotovoltaica.

Por lo tanto, esta investigación se justifica en su enfoque integral para mitigar tanto la corriente de fuga como la THD. A través del estudio de estrategias de conmutación y diseño de componentes, se busca mejorar la operación y la compatibilidad de los inversores fotovoltaicos sin transformador en sistemas conectados a la red eléctrica. Este enfoque contribuirá significativamente a superar los desafíos técnicos identificados y avanzar hacia un despliegue más amplio y efectivo de la energía solar fotovoltaica en la red eléctrica global.

3.3. Hipótesis

Una nueva topología de inversor sin transformador interconectado a la red eléctrica para sistemas fotovoltaicos reduce la corriente de fuga a valores menores de 300 mA y permite obtener una THD menor al 5%.

3.4. Objetivo General

Diseñar y simular un inversor interconectado a la red sin transformador para aplicaciones fotovoltaicas con una THD menor al 5% y una corriente de fuga menor a 300 mA.

3.4.1. Objetivos Específicos

Los objetivos específicos se muestran a continuación:

1. Investigar el estado del arte de los inversores fotovoltaicos.
2. Investigar el funcionamiento de los sistemas fotovoltaicos.
3. Establecer las normas a cumplir por el sistema a desarrollar.
4. Establecer las dimensiones del sistema.
5. Seleccionar los paneles de entrada que permitan cumplir el objetivo de potencia establecido.
6. Proponer una topología de inversor fotovoltaico e interconectado a la red.

7. Realizar las pruebas de simulación del sistema para comprobar la capacidad de inyección de corriente a la red eléctrica.
8. Seleccionar el método de MPPT.
9. Realizar pruebas con diferentes estrategias de control.
10. Proponer una estrategia de control.
11. Verificar la capacidad de la estrategia propuesta de reducir la corriente de fuga a tierra a través del panel.
12. Verificar la disminución de la THD comparando la topología y el control con trabajos similares.
13. Caracterizar las respuestas obtenidas con el control propuesto.
14. Analizar las ventajas del controlador propuesto.

3.5. Metodología

Se realizará una revisión exhaustiva de la literatura científica y técnica relacionada con inversores fotovoltaicos sin transformador, así como normativas y patentes relevantes. Esta revisión permitirá establecer una comprensión sólida del estado actual del conocimiento en el campo, identificar las últimas tendencias y establecer una base para la investigación.

Se llevará a cabo un análisis crítico de los diferentes inversores fotovoltaicos sin transformador encontrados en la literatura. Se prestará especial atención a su capacidad para abordar los desafíos técnicos como la corriente de fuga y la distorsión armónica total. Este análisis permitirá identificar áreas de oportunidad y limitaciones en los diseños existentes para la propuesta de una nueva topología.

Basándose en el análisis comparativo previo, se procederá a modificar y optimizar una arquitectura existente de inversor fotovoltaico sin transformador. El objetivo será mejorar su capacidad para reducir la corriente de fuga y la THD, considerando aspectos como eficiencia, complejidad del circuito y viabilidad práctica de implementación para concluir con el dimensionamiento de los elementos del sistema.

Se desarrollará un modelo matemático detallado del inversor modificado, que servirá como base para el diseño y la implementación del controlador. Este modelo facilitará la realización de simulaciones y análisis teóricos para evaluar el rendimiento del inversor en diversas condiciones de operación. Se comprobará que el controlador propuesto permita la inyección de energía eléctrica a la red mediante el desarrollo de un algoritmo de seguimiento del punto de máxima transferencia de potencia.

Por último, se procederá a validar la topología propuesta mediante simulaciones detalladas utilizando software especializado en simulación de circuitos.

Esta metodología proporciona una estructura sólida para abordar los desafíos técnicos identificados en tu investigación y contribuir al avance del conocimiento en el campo de los inversores fotovoltaicos sin transformador.

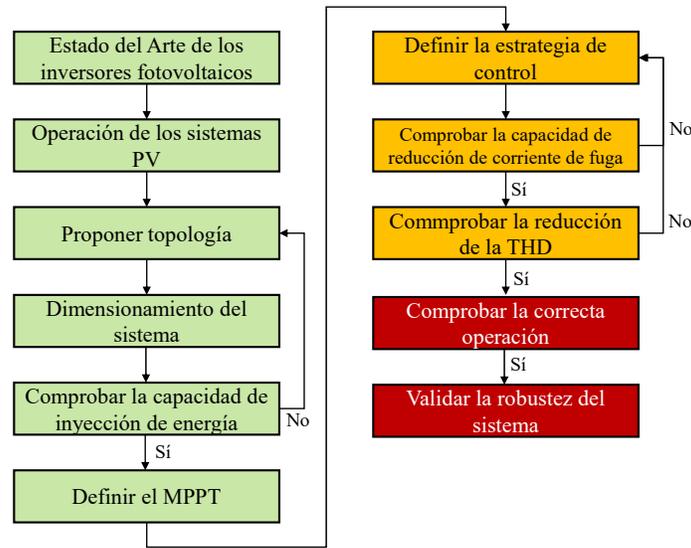


Figura 3.1: Metodología propuesta.

3.6. Resultados Esperados

1. Desarrollo de una arquitectura del inversor: Se espera lograr una mejora significativa en la capacidad de los inversores fotovoltaicos sin transformador para reducir la corriente de fuga y la THD. Mediante la modificación y optimización de una arquitectura existente, se anticipa obtener un diseño más eficiente y efectivo que supere las limitaciones técnicas encontradas en los inversores tradicionales.
2. Validación de estrategias de control: Se prevé desarrollar e implementar estrategias de control innovadoras que aprovechen las ventajas de la arquitectura propuesta. Se espera que estas estrategias permitan una regulación precisa de la corriente de salida y minimicen la distorsión armónica total, contribuyendo así a mejorar la calidad de la energía generada por los sistemas fotovoltaicos.
3. Validación de la topología propuesta: Se anticipa que la topología de inversor resultante será validada satisfactoriamente mediante simulaciones detalladas y pruebas experimentales. Se espera demostrar un rendimiento mejorado en términos de eficiencia, estabilidad y capacidad para cumplir con los estándares de seguridad y calidad de la red eléctrica, tanto en condiciones normales como en situaciones de carga variable y fluctuaciones de la red.
4. Contribución al avance del conocimiento: Se espera que los resultados obtenidos no solo contribuyan a resolver los desafíos técnicos identificados en la adopción de inversores fotovoltaicos sin transformador, sino que también aporten al avance del conocimiento en el campo de la energía solar fotovoltaica. Se espera que estos resultados sean de interés para la comunidad científica y tecnológica, así como para la industria energética, y que sirvan como base para futuras investigaciones y desarrollos en el área.

3.7. Motivación

Debido al auge de las energías renovables y derivado de los altos índices de contaminación mundial se hace necesario un mayor aprovechamiento de las energías renovables. En la actualidad, la capacidad de generación eléctrica a partir de la energía solar representa 505 GW y en el último año esta fuente de energía experimentó un crecimiento de 103 GW aproximadamente.

El uso de las energías renovables ha sido posible debido al auge de los dispositivos de electrónica de potencia. Específicamente, los inversores constituyen la interfaz de conexión de los paneles fotovoltaicos al sistema eléctrico nacional o a una micro red. Recientemente los inversores fotovoltaicos se han posicionado como una buena alternativa para la conexión de estos sistemas. Sin embargo, aún existen problemas que deben de ser tratados para aumentar su eficiencia y durabilidad.

Dentro de las problemáticas generales que en la actualidad se abordan relacionadas con estos dispositivos se presentan las siguientes:

- Disminución de la corriente de fuga.
- Disminución de la THD.
- Reducción de la cantidad de componentes.
- Desarrollo de estrategias de control más simples.

3.8. Factibilidad e impacto tecnológico y social

Desde una perspectiva tecnológica, el desarrollo de un inversor que cumpla con los estándares de inyección de energía a la red representa un desafío significativo pero factible. Con los avances en tecnologías de semiconductores, control de potencia y algoritmos de control, existen herramientas y técnicas disponibles para diseñar inversores más eficientes y precisos. La optimización de la topología de conversión, la implementación de técnicas de modulación avanzadas y el uso de componentes de alta calidad pueden ayudar a reducir la distorsión armónica total y controlar la corriente de fuga dentro de los límites aceptables.

En términos de impacto social, la adopción generalizada de inversores que cumplan con estos estándares podría tener efectos significativos en la estabilidad y confiabilidad de las redes eléctricas, así como en la seguridad de los usuarios finales. Una mejora en la calidad de energía facilitaría el uso de energía renovable y la integración de sistemas de almacenamiento de energía, lo que contribuiría a la transición hacia una matriz energética más sostenible. Además, la reducción de la corriente de fuga podría disminuir los riesgos de seguridad eléctrica para los trabajadores y los usuarios domésticos, promoviendo un entorno más seguro y confiable para la utilización de la energía eléctrica.

Discusión de Resultados

El presente capítulo se centra en la discusión de los resultados obtenidos a partir de la implementación de la metodología descrita en el capítulo anterior. Se analizarán detalladamente los hallazgos y las implicaciones derivadas de la optimización de la arquitectura del inversor fotovoltaico sin transformador, así como de la implementación de estrategias de control avanzadas para mejorar su rendimiento en términos de reducción de corriente de fuga y distorsión armónica total. Además, se examinarán los resultados de la validación de la topología propuesta, tanto a través de simulaciones como de pruebas experimentales en un entorno de laboratorio.

En este contexto, se explorarán las contribuciones específicas de cada componente de la metodología en la mejora de la eficiencia, estabilidad y compatibilidad de los inversores fotovoltaicos sin transformador con la red eléctrica. Se evaluarán los resultados en relación con los objetivos planteados en la investigación, así como su relevancia en el contexto más amplio de la adopción de energía solar fotovoltaica y la transición hacia sistemas de energía más sostenibles y eficientes. Además, se identificarán posibles áreas de mejora y futuras líneas de investigación que podrían surgir a partir de los hallazgos obtenidos.

4.1. Características generales

El diseño de un inversor fotovoltaico sin transformador debe priorizar la eficiencia y la fiabilidad para garantizar un rendimiento óptimo y seguro en la generación de energía solar fotovoltaica. Esto implica el dimensionamiento de componentes de forma correcta y la implementación de topologías de conversión de potencia eficientes que minimicen las pérdidas de energía y maximicen la conversión de energía solar en electricidad utilizable. Para lograr esto, se emplearán herramientas de simulación avanzadas como PSIM, junto con el diseño del modelo en MATLAB, para optimizar y validar el funcionamiento del inversor en diferentes condiciones de operación y cargas de red.

Otra característica clave a tener en cuenta en el diseño de un inversor fotovoltaico sin transformador es su capacidad para cumplir con los estándares de calidad de la energía eléctrica, como la THD menor al 5% y la corriente de fuga menor a 300 mA. La implementación de estrategias de control avanzadas y filtros permitirá reducir la THD y mejorar la calidad de la señal de salida, garantizando así la compatibilidad del inversor con la red eléctrica y minimizando el impacto negativo en otros equipos eléctricos conectados. Para validar la eficacia de estas técnicas, se realizarán pruebas utilizando el sistema de simulación en tiempo real Typhoon HIL, lo que permitirá verificar

el comportamiento del inversor en condiciones reales y su capacidad para cumplir con los requisitos de calidad y seguridad de la red eléctrica.

4.2. Panel fotovoltaico

El diseño del inversor consta de diferentes etapas. La primera, se centra en el diseño de extracción de energía del panel fotovoltaico usando un convertidor elevador. Para los efectos de simulación se consideró la presencia de tres paneles tipo JAM72S20-450/MR con las características enunciadas en la Tabla 4.1.

Tabla 4.1: Características de los paneles utilizados en el diseño.

Parámetros	Valor
Potencia Máxima (P_{max})	450 W
Tensión en el Punto de Máxima Potencia (V_{max})	41.52 V
Corriente en el punto de máxima potencia (I_{max})	10.84 A
Tensión en Circuito Abierto (V_{oc})	49.7 V
Corriente de cortocircuito (I_{sc})	11.32 A
Eficiencia	20.3 %
Tolerancia de Potencia (+)	+ 1 %

Con los valores mostrados tenemos un circuito que posee un $V_{oc} = 148.68$ V, $I_{sc} = 11.32$ A, $V_{max} = 123.63$ V e $I_{max} = 10.84$ A. Las siguientes secciones describirán los pasos del diseño y las comprobaciones del sistema.

4.3. Inversor

La Figura 4.1 presenta el inversor interconectado a la red para aplicaciones fotovoltaicas propuesto. Este inversor puede dividirse en varias secciones para explicar de mejor forma su dimensión y funcionamiento.

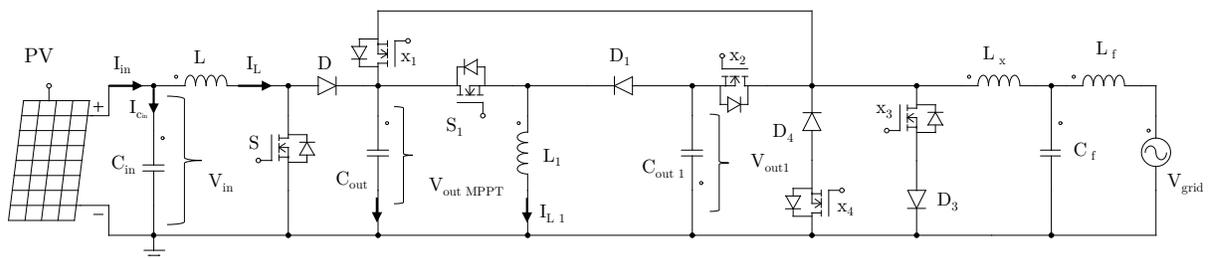


Figura 4.1: Inversor propuesto.

La estructura de un inversor interconectado a la red, que consta de un panel solar y un convertidor elevador, se diseña para aprovechar la energía generada por el panel y alimentarla a la red eléctrica. El panel solar convierte la energía solar en energía eléctrica de baja tensión, típicamente en el rango de unos pocos voltios. Luego, el convertidor elevador aumenta este voltaje a un nivel adecuado para la red eléctrica, como los 400V mencionados. Esta etapa de elevación del voltaje es crucial para garantizar que la energía generada pueda ser transmitida eficientemente a la red.

Después de la etapa de elevación del voltaje, se utiliza una etapa de elevación-reducción para obtener una salida simétrica de -400V y 400V, creando así una señal de corriente alterna. Esta configuración es fundamental para asegurar que la energía se pueda inyectar adecuadamente en la red eléctrica de manera segura y eficiente. Finalmente, la etapa de inversión genera la señal de salida deseada, que pasa a través del filtro de salida para garantizar que la energía entregada a la red cumpla con los estándares de calidad y seguridad requeridos. Este filtro también ayuda a reducir cualquier interferencia electromagnética generada por el inversor, asegurando un funcionamiento óptimo y una integración sin problemas con la red eléctrica. Esta estructura es representada en la Figura 4.2.

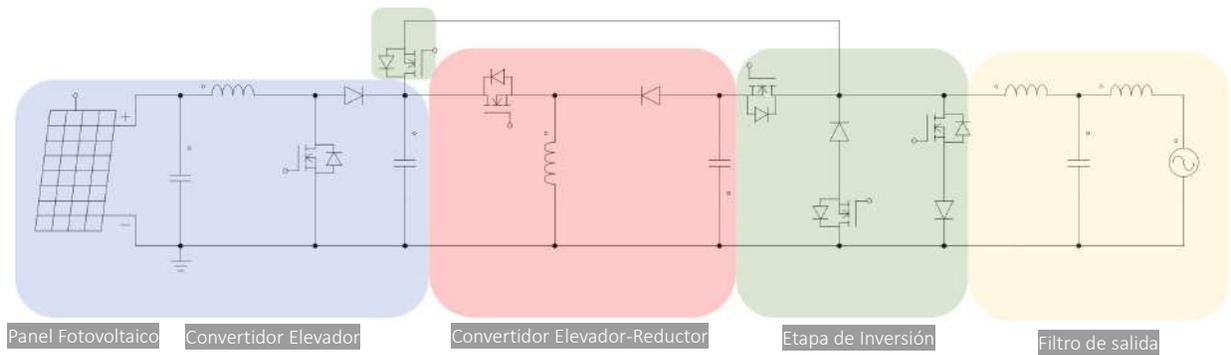


Figura 4.2: Estructura del inversor propuesto.

Los modos de operación del inversor se ajustan para la generación de una señal de salida sinusoidal. Los posibles estados de funcionamiento se presentan en la Tabla 4.2.

Tabla 4.2: Características de los paneles utilizados en el diseño.

Estados	X_1	X_2	X_3	X_4
Ciclo Positivo	1	0	0	0
Ciclo Cero - Positivo	0	0	1	0
Ciclo Negativo	0	1	0	0
Ciclo Cero - Negativo	0	0	0	1

El convertidor elevador garantiza la tensión de entrada del inversor y su configuración se presenta en la Figura 4.7. La función principal del elevador es garantizar un voltaje de salida de 400 V y el desacople de tensión con el inversor. Los componentes consisten en la resistencia de salida, la inductancia, la capacitancia de entrada y la capacitancia de salida. Este dispositivo se usa comúnmente para el seguimiento del MPPT. Algunas investigaciones describen su diseño y muestran

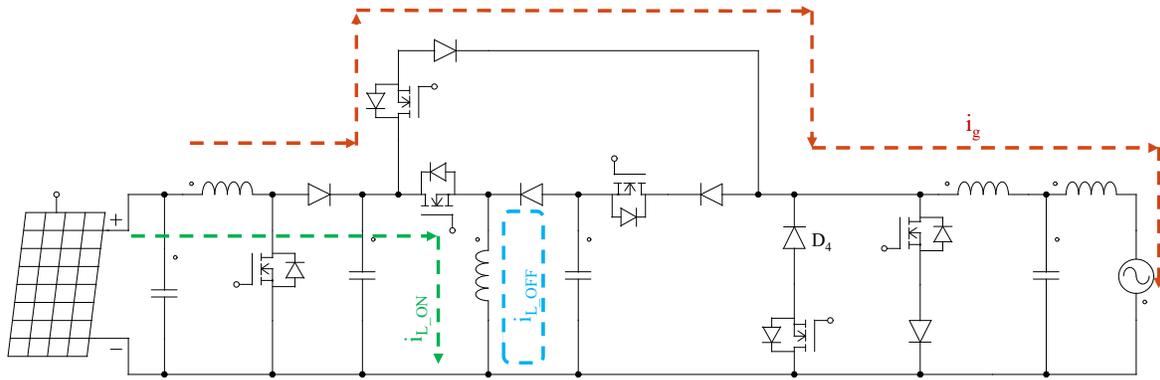


Figura 4.3: Modo de operación (Ciclo Positivo).

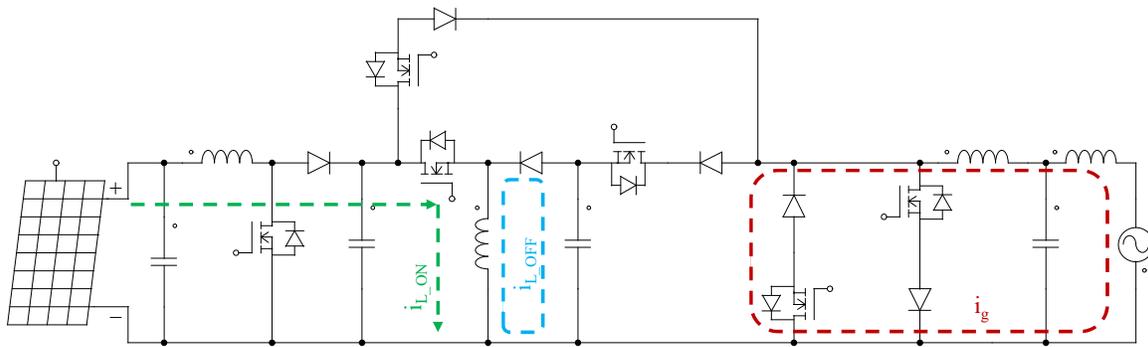


Figura 4.4: Modo de operación (Ciclo Cero - Positivo).

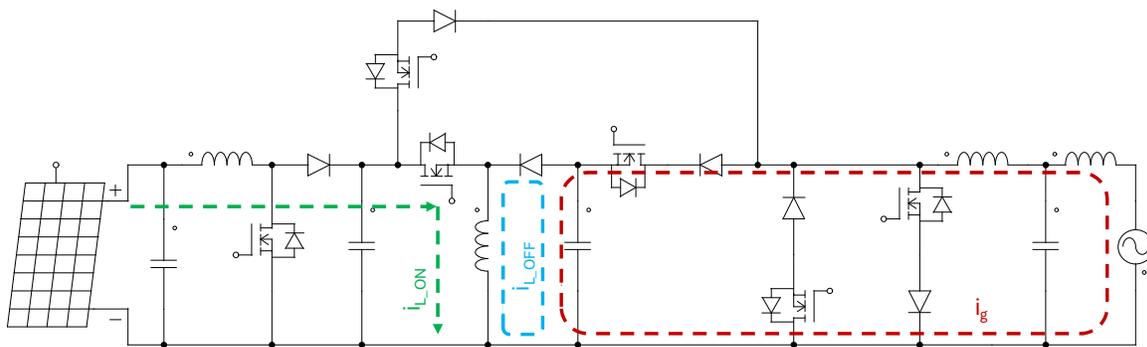


Figura 4.5: Modo de operación (Ciclo Negativo).

que no funciona en el MPP del módulo fotovoltaico sin el condensador de entrada, dando como

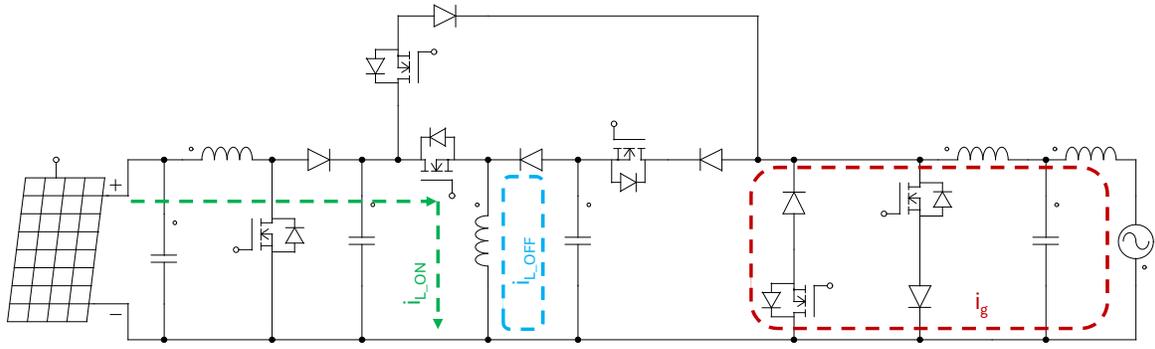


Figura 4.6: Modo de operación (Ciclo Cero - Negativo).

resultado una menor potencia obtenida del módulo.

Aunque es común agregar un capacitor de entrada al convertidor, existen diseños de MPPT que no tienen este elemento, lo que conduce a una gran ondulación del voltaje de entrada. Para reducir la variación sin agregar un capacitor de entrada, la inductancia necesaria es muy grande. Existen ecuaciones para calcular el condensador, sin embargo, no se prueba la precisión del cálculo.

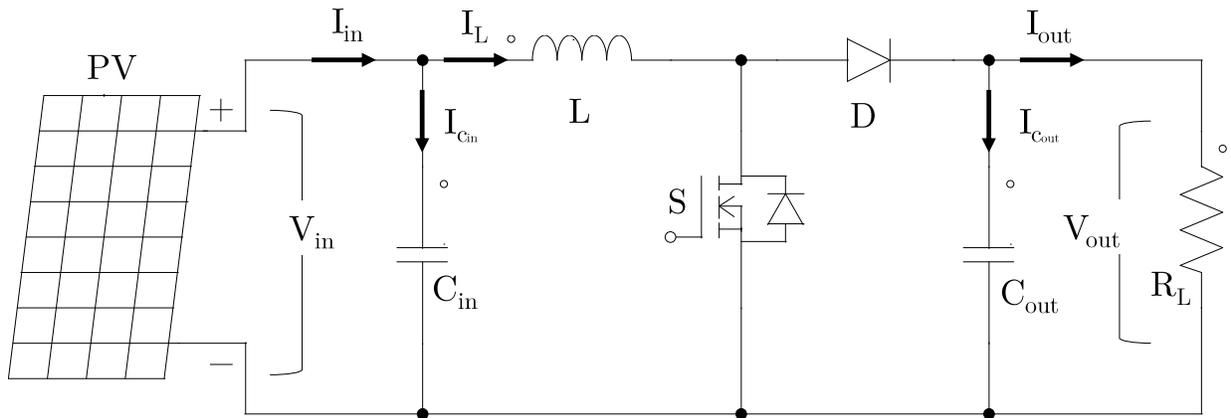


Figura 4.7: Convertidor elevador de entrada.

Por lo general, el método P&O se usa para rastrear el MPPT. El algoritmo basa su funcionamiento en realizar pequeñas variaciones en el ciclo de trabajo del dispositivo para observar su comportamiento. Por tanto, la potencia de salida del convertidor se muestrea periódicamente para evaluar el comportamiento de la perturbación. Si la potencia aumenta, se continúa con el mismo proceso; de lo contrario, se invierte la perturbación.

En este enfoque, se introduce una perturbación al módulo fotovoltaico. Se observa cómo el cambio en el voltaje del módulo afecta la potencia generada. Si un aumento en el voltaje resulta en un aumento en la potencia, indica que el punto de operación está a la izquierda del Punto de Máxima Potencia (MPP). En este caso, se necesita una perturbación adicional hacia la derecha para alcanzar el MPP. Por otro lado, si un aumento en el voltaje causa una disminución en la

potencia, significa que el punto de operación está a la derecha del MPP, por lo que se requiere una perturbación adicional hacia la izquierda para alcanzar el MPP.

El algoritmo P&O (Perturb and Observe) es una técnica de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) ampliamente utilizada en sistemas fotovoltaicos para maximizar la extracción de energía de los paneles solares. El diagrama de flujo de este algoritmo, representado en la Figura 4.8, describe el proceso mediante el cual el controlador de carga ajusta continuamente el ciclo de trabajo del modulador de ancho de pulso (PWM) para mantener la potencia de salida del panel solar en su punto máximo. En primer lugar, el microcontrolador calcula la potencia actual P_{actual} midiendo tanto el voltaje como la corriente de salida del panel. Luego, compara esta potencia actual con la potencia medida anteriormente, $P_{anterior}$.

Si P_{actual} resulta ser mayor que $P_{anterior}$, el algoritmo P&O aumenta el ciclo de trabajo del PWM para extraer la máxima potencia del panel solar. En contraste, si P_{actual} es menor que $P_{anterior}$, el algoritmo reduce el ciclo de trabajo del PWM para garantizar que el sistema vuelva a la potencia máxima anterior. Este enfoque reactivo permite al controlador de carga ajustar dinámicamente el ciclo de trabajo del PWM en función de las variaciones en la radiación solar y otras condiciones ambientales, maximizando así la eficiencia de conversión del panel solar.

Una de las ventajas clave de este algoritmo MPPT es su simplicidad y bajo costo, lo que lo hace altamente atractivo para aplicaciones fotovoltaicas de pequeña y mediana escala. Además, a pesar de su simplicidad, el algoritmo P&O logra una alta precisión en la determinación del punto de máxima potencia, lo que garantiza un rendimiento óptimo del sistema fotovoltaico en diversas condiciones de operación. En conjunto, estas características hacen que el algoritmo P&O sea una opción popular y efectiva para el control de carga en sistemas fotovoltaicos residenciales, comerciales e industriales.

Teniendo en cuenta los criterios de diseño más importantes (potencia y tensión de salida) se procede con el dimensionamiento de los elementos del convertidor. Las ecuaciones de diseño se muestran a continuación, considerando una eficiencia (η) de aproximadamente el 90 %, una tensión de salida de 400 V se puede calcular la potencia de salida estimada.

$$P_{out} = \eta P_{in} = 0.9 * 1335.2W = 1201.68 \quad W \quad (4.1)$$

A partir de la potencia estimada y teniendo en cuenta el voltaje deseado a la salida, se calcula el valor de corriente máximo de la carga y la resistencia de salida.

$$I_{out_{max}} = \sqrt{\frac{P_{out}}{R_L}} \quad (4.2)$$

$$V_{out} = R_L * I_{out_{max}} \quad (4.3)$$

Dando como resultado una corriente de salida máxima de 3 A para una carga de 133.14 Ω
El ciclo de trabajo del convertidor se calcula como sigue.

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} = 1 - \frac{123.63}{400} = 0.691 \quad (4.4)$$

La corriente a través del inductor se calcula teniendo en cuenta la corriente de salida máxima y el ciclo de trabajo del inversor, mediante la siguiente relación.

$$I_L = \frac{I_{out_{max}}}{1 - D} = \frac{3}{1 - 0.691} = 9.7 \quad A \quad (4.5)$$

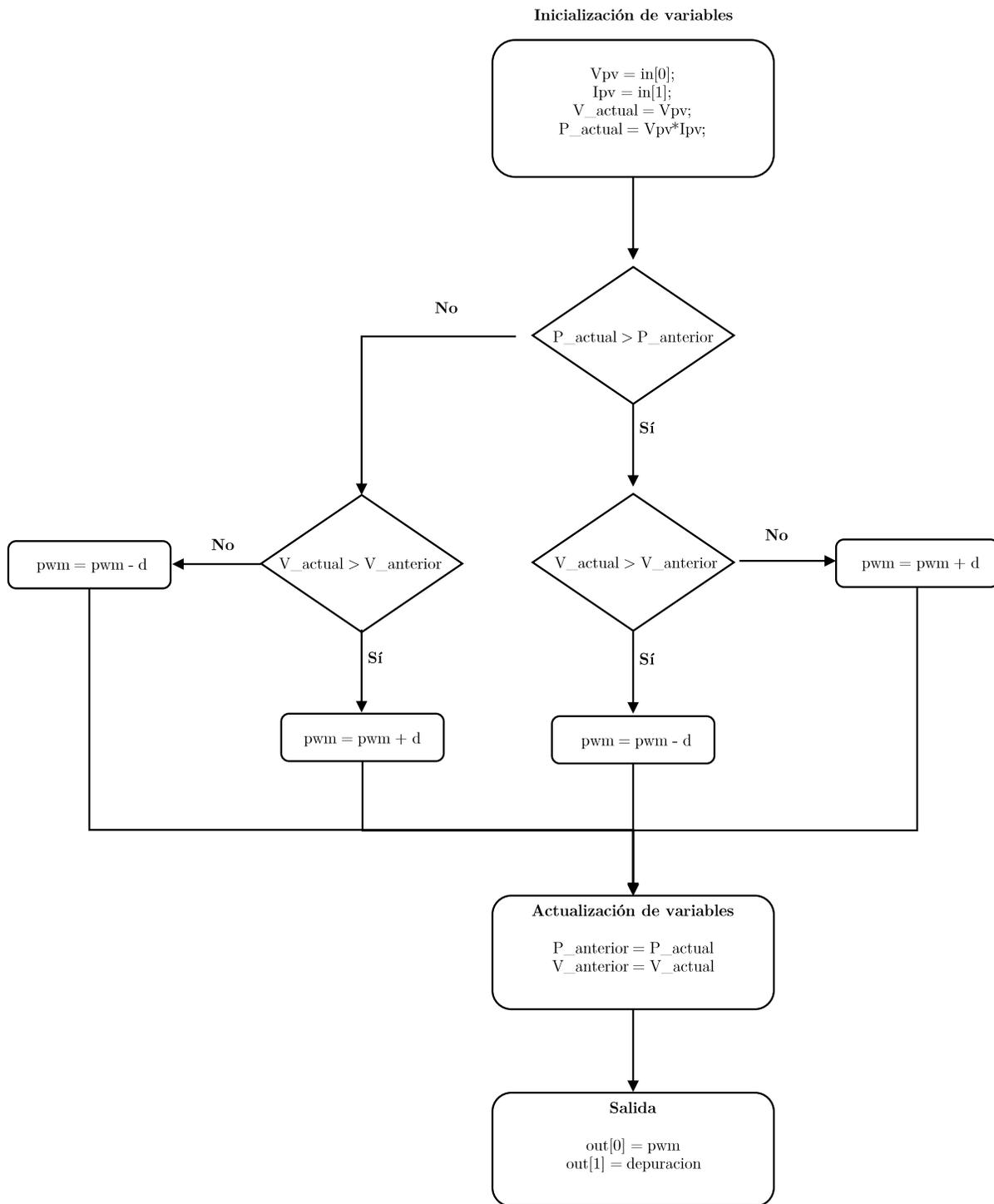


Figura 4.8: Algoritmo para el seguimiento de la Máxima Transferencia de Potencia.

El diseño se realiza para una variación de corriente del 30 %.

$$\Delta I_L = 0.3 * I_L = 0.3 * 9.7 = 2.91 \quad A \quad (4.6)$$

A partir de los cálculos realizados se puede estimar el tamaño del inductor.

$$L = V_{in} * \frac{D}{f_{sw_{MPPT}} * \Delta I_L} = 123.63 * \frac{0.691}{10000 * 2.91} = 0.00293 \quad H \quad (4.7)$$

El valor de inductancia mínimo se calcula como se muestra a continuación.

$$L_{crit} = \frac{V_{in} * D * (1 - D)}{f_{sw_{MPPT}} * I_{out_{max}}} = \frac{123.63 * 0.691 * (1 - 0.691)}{10000 * 3} = 0.000879 \quad H \quad (4.8)$$

Los calculos anteriores establecen que el valor del inductor estará entre 835 μ H y los 2.79 mH, siendo seleccionado finalmente un inductor con valor comercial de 1 mH. Se diseña para un ripple de corriente máximo del 30 %. En el caso de la Figura 4.12, se presenta la simulación de los valores de corriente a través del inductor con un ripple de corriente de aproximadamente el 29 %. Existe un compromiso entre el tamaño del inductor, la frecuencia de conmutación y el ripple de corriente. Para la frecuencia de conmutación ajustada y para un rizo de corriente menor al 30 % el tamaño del inductor se estableció de 1 mH.

Para el calculo del capacitor de salida se define un *ripple* de tensión del 5 % del valor de salida requerido, a partir de entonces se tienen las siguientes ecuaciones:

$$C_{out_{min}} = \frac{I_{out_{max}} * D}{f_{sw_{MPPT}} * \Delta V_{out}} = \frac{3 * 0.691}{10000 * 0.05 * 400} = 10.3 \quad \mu F \quad (4.9)$$

En resumen, el diseño y dimensionamiento de los elementos del convertidor elevador se lleva a cabo considerando criterios esenciales como la potencia de salida y la tensión deseada en el punto de salida. Con una eficiencia estimada del convertidor de aproximadamente el 90 %, se puede calcular la potencia de salida esperada utilizando la relación de eficiencia. Por ejemplo, con una potencia de entrada de 1335.2 W, la potencia de salida se calcula como $P_{out} = 0.9 * 1335.2 W = 1201.68 \quad W$.

Con base en la potencia de salida estimada y la tensión deseada en la salida del convertidor, se determina la corriente máxima de carga y la resistencia de salida. Esto se logra mediante el cálculo de la corriente de salida máxima y la resistencia de carga, resultando en una corriente de salida máxima de 3 A para una carga de 133.14 Ω .

El ciclo de trabajo del convertidor se determina como una relación entre las tensiones de entrada y salida. Por ejemplo, con una tensión de entrada de 123.63 V y una tensión de salida de 400 V, el ciclo de trabajo se calcula como $D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} = 1 - \frac{123.63}{400} = 0.691$.

A continuación, se calcula la corriente a través del inductor teniendo en cuenta la corriente de salida máxima y el ciclo de trabajo del convertidor. Este cálculo proporciona la corriente promedio a través del inductor, crucial para el dimensionamiento adecuado del mismo.

El tamaño del inductor se estima en base a la variación de corriente deseada y la frecuencia de conmutación del convertidor. Se calcula un valor mínimo de inductancia para cumplir con los requisitos de operación del sistema. Con base en estos cálculos, se selecciona un inductor comercial de 1 mH, que cumple con los criterios de diseño establecidos.

Por último, se determina el valor mínimo del capacitor de salida, considerando un rizado de tensión aceptable. El cálculo proporciona un valor mínimo de capacitancia necesario para mantener

el rizado de tensión dentro de los límites especificados. En este caso, se calcula un valor mínimo de capacitancia de $10.3 \mu\text{F}$ para cumplir con el requisito de rizado de tensión del 5

El lazo de control del convertidor MPPT se muestra en la Figura 4.9 que entrega una salida de 400 V está diseñado para optimizar la extracción de energía de un panel fotovoltaico. Este sistema se basa en la implementación de algoritmos MPPT que ajustan continuamente el punto de operación del panel solar para garantizar que funcione en su máxima potencia disponible. El convertidor boost aumenta la tensión variable del panel solar a un nivel constante de 400 V, adecuado para su aplicación específica. Para lograr una regulación precisa de la salida, el lazo de control emplea el algoritmo P&O. Esto garantiza una respuesta rápida y estable frente a variaciones en la irradiancia solar y en la carga conectada, manteniendo la salida de 400 V constante y permitiendo una eficiencia óptima en la conversión de energía. El lazo de control mide el valor de tensión y corriente a la salida del panel fotovoltaico para determinar la potencia que se está entregando en dependencia de los cambios en los ciclos de trabajo.

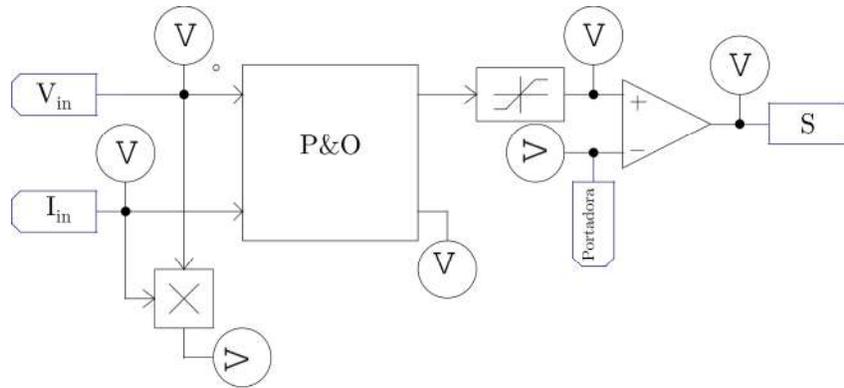


Figura 4.9: Lazo de control para la regulación del MPPT.

El cambio en el ciclo de trabajo (duty cycle) del convertidor boost es crucial para la extracción de potencia máxima en un sistema MPPT. En ESTE convertidor, el ciclo de trabajo determina el tiempo durante el cual el interruptor del convertidor está en estado de conducción. Al variar el ciclo de trabajo, se puede ajustar la tensión de salida del convertidor y, por ende, el punto de operación del panel solar. Un ciclo de trabajo adecuado permite que el panel solar opere en su punto de máxima potencia, donde la combinación de tensión y corriente produce la mayor potencia posible. Si el ciclo de trabajo no se ajusta correctamente, el panel puede operar en un punto subóptimo, reduciendo la eficiencia del sistema.

El algoritmo MPPT monitoriza continuamente la tensión y la corriente del panel solar para identificar el punto de máxima potencia. Cuando detecta un cambio en las condiciones de irradiancia o temperatura, ajusta el ciclo de trabajo del convertidor boost para realinear el punto de operación del panel con el MPP. Aumentar el ciclo de trabajo incrementa la tensión de salida del convertidor, mientras que reducirlo disminuye la tensión de salida. Este ajuste dinámico del ciclo de trabajo permite que el sistema responda rápidamente a las fluctuaciones ambientales, asegurando que siempre se extraiga la máxima potencia posible del panel solar. De esta manera, el convertidor boost, controlado por el algoritmo MPPT, optimiza la eficiencia energética y mejora el rendimiento global del sistema fotovoltaico.

Las características de diseño se presentan en la Tabla 4.3.

Tabla 4.3: Valores de diseño del convertidor elevador.

Componente	Símbolo	Valor
Potencia de entrada	P_{in}	1335.20 [W]
Voltaje de entrada	V_{in}	123.63 [V]
Inductor	L	1 [mH]
Frecuencia de conmutación	f_{swMPPT}	10 [kHz]
Capacitor de salida	C_{out}	1 [mF]
Voltaje de Salida	V_{out}	400 [V]

La selección de los valores mostrados en la tabla anterior da como resultado las siguientes simulaciones.

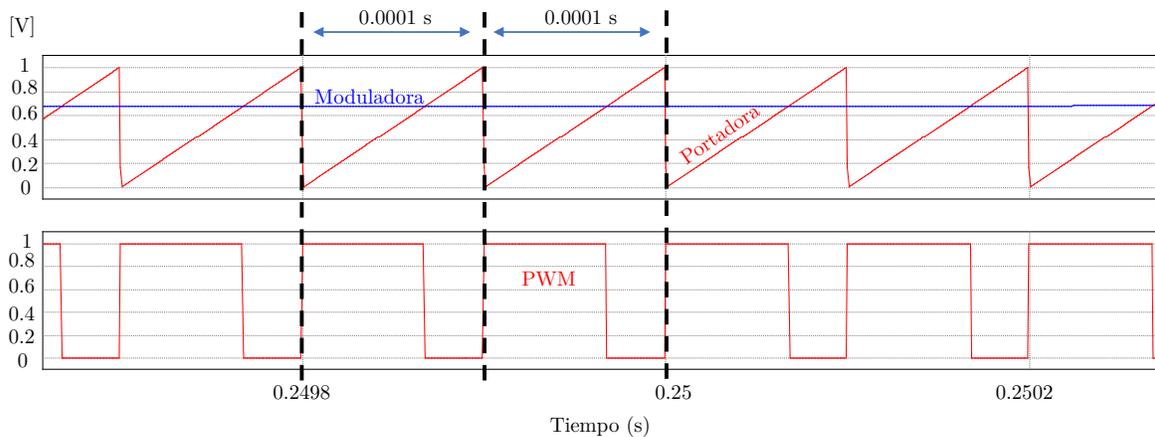


Figura 4.10: Ciclos de conmutación, portadora, moduladora y PWM de salida.

En la Figura 4.10 se puede observar los intervalos de tiempo en los que se produce la conmutación del interruptor del convertidor elevador. Esta conmutación se realiza cada 0.0001 segundos, lo que equivale a una frecuencia de conmutación de 10 kHz. La interacción entre las señales de la Portadora y Moduladora generan un ciclo PWM de activación que garantiza la misma frecuencia.

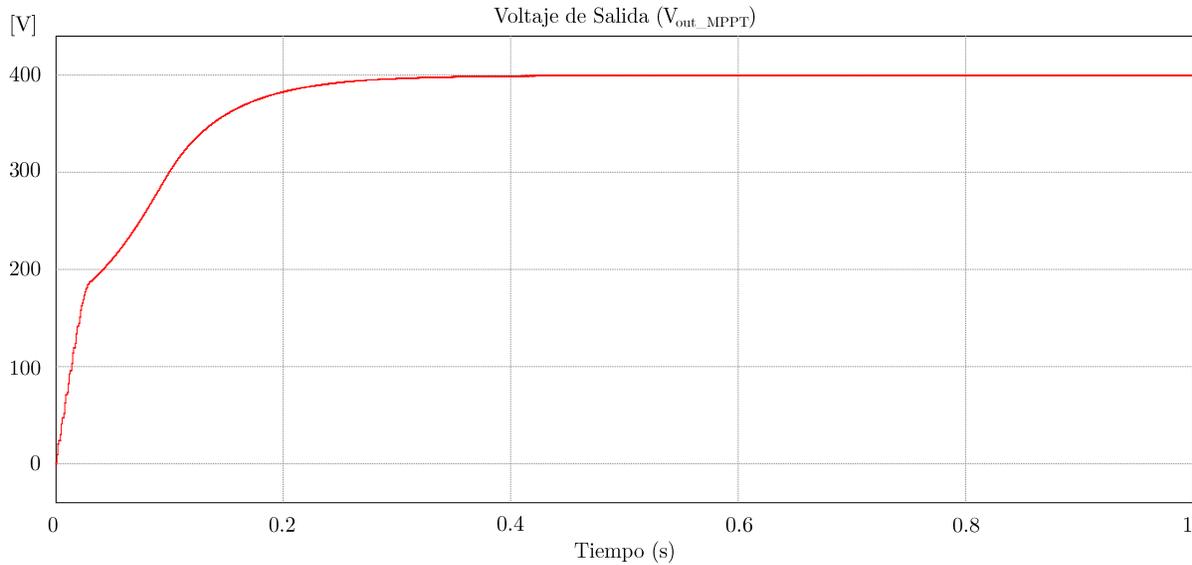


Figura 4.11: Voltaje de salida del convertidor elevador de entrada.

En la Figura 4.11, se analiza el comportamiento dinámico del voltaje de salida del convertidor elevador, lo que proporciona una visión detallada de su rendimiento durante la operación transitoria y en estado estable. Se destaca un tiempo de establecimiento de aproximadamente 0.2 segundos, que representa el tiempo necesario para que el voltaje de salida alcance su valor nominal después de un cambio en las condiciones de carga o de operación del sistema. Este tiempo de respuesta rápido es fundamental para garantizar una regulación eficaz del voltaje de salida y una respuesta dinámica adecuada del convertidor ante perturbaciones en la carga o en la entrada de energía.

Además, se observa que el voltaje de salida no presenta sobreimpulsos significativos durante la transición, lo que indica una respuesta suave y controlada del convertidor frente a cambios repentinos en las condiciones de operación. Esta característica es esencial para prevenir daños en los componentes del sistema y garantizar una operación estable y segura a lo largo del tiempo.

Por otro lado, se destaca que el error de estado estacionario del voltaje de salida es bajo, aproximadamente cero. Este bajo nivel de error indica que el convertidor elevador logra mantener el voltaje de salida muy cerca de su valor nominal deseado incluso después de que se hayan estabilizado las condiciones de operación. Este aspecto es crucial para garantizar un suministro de energía confiable y estable a los sistemas alimentados por el convertidor, como por ejemplo, inversores conectados a la red eléctrica. En resumen, el comportamiento dinámico observado en la Figura 4.11 demuestra la eficacia y la precisión del convertidor elevador en mantener un voltaje de salida estable y bien regulado en diversas condiciones de operación.

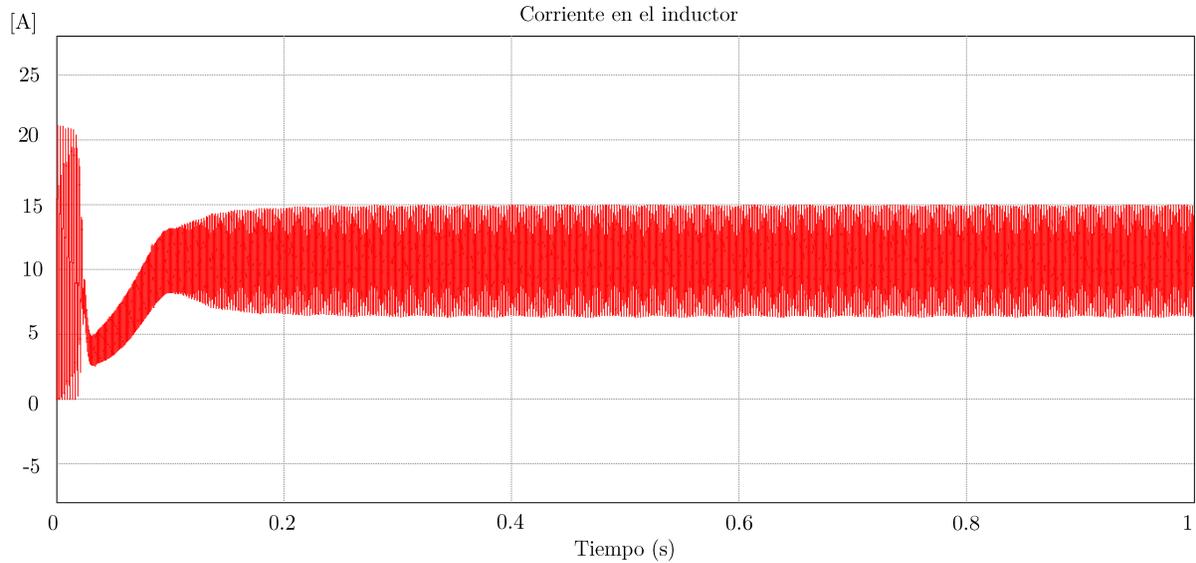


Figura 4.12: Corriente en el Inductor.

En la Figura 4.12, se analiza el comportamiento dinámico de la corriente en el inductor del convertidor elevador, lo que ofrece una visión detallada de cómo varía la corriente en función del tiempo durante la operación del sistema. Se observa que la corriente en el inductor muestra la variación esperada cerca de su punto de operación, lo que indica una respuesta coherente y predecible del sistema ante cambios en la carga o en las condiciones de operación.

Es importante destacar que esta variación en la corriente del inductor se puede reducir comprometiendo la frecuencia de conmutación del convertidor. Es decir, al aumentar la frecuencia de conmutación, se reduce el rizado de corriente en el inductor. Sin embargo, este enfoque conlleva ciertas implicaciones, como una posible pérdida en la eficiencia del sistema y la necesidad de utilizar dispositivos más costosos. Por lo tanto, es crucial encontrar un equilibrio adecuado entre la frecuencia de conmutación y el rizado de corriente para optimizar el rendimiento y la eficiencia del convertidor elevador sin comprometer su viabilidad económica.

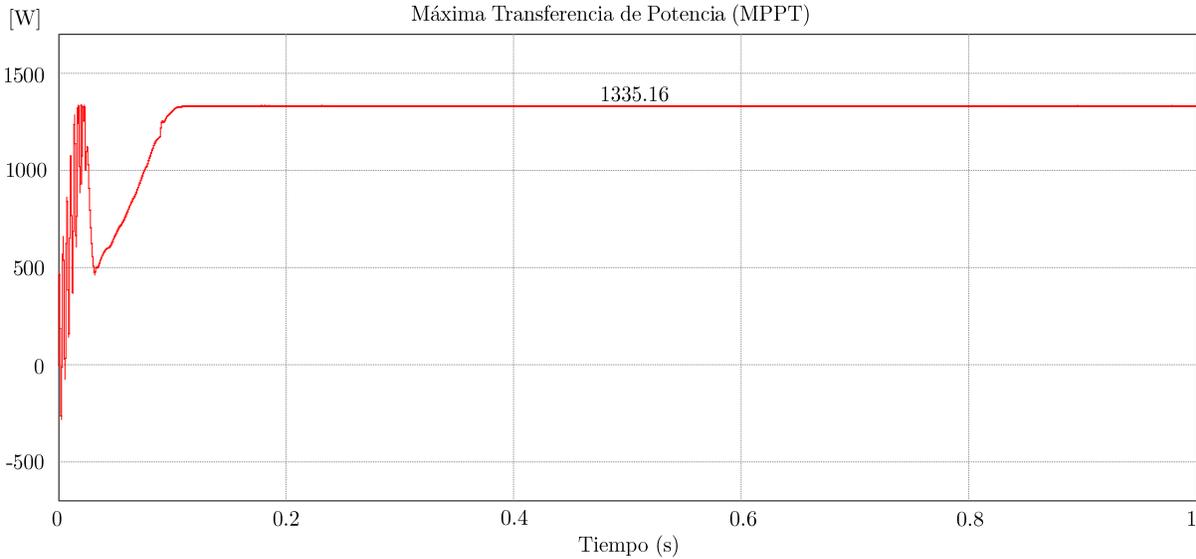


Figura 4.13: Seguimiento del Punto de Máxima Transferencia de Potencia.

En la Figura 4.13, se examina el potencial del diseño propuesto para lograr el seguimiento del punto de máxima transferencia de potencia. Se observa que, con los elementos seleccionados previamente, se podría alcanzar un seguimiento efectivo del punto de MPP, lo que indica la viabilidad y la eficacia del diseño en teoría. No obstante, es importante tener en cuenta que los resultados obtenidos en la simulación pueden variar en la implementación práctica debido a diversos factores, como las tolerancias de los componentes, las condiciones ambientales y las limitaciones del sistema real.

Por esta razón, se sugiere realizar una etapa intermedia de validación del diseño utilizando plataformas de Hardware in the Loop. Estas plataformas permiten simular el comportamiento del sistema en condiciones cercanas a la realidad, lo que proporciona información valiosa sobre el desempeño y la eficiencia del algoritmo de extracción de potencia antes de la implementación práctica. Entre los datos importantes que se pueden obtener de esta etapa de validación se encuentra la eficiencia del algoritmo de MPPT, que es crucial para garantizar un rendimiento óptimo del sistema en condiciones reales de funcionamiento.

Teniendo en cuenta que esta etapa es la que soportará los cambios dinámicos provocados por variaciones meteorológicas se procedió a hacer una evaluación de su comportamiento dinámico utilizando la plataforma de Typhoon HIL. Los resultados fueron satisfactorios y el convertidor, de conjunto con el controlador mostraron un comportamiento dinámico correcto ante pruebas de irradiancia y temperatura realizadas.

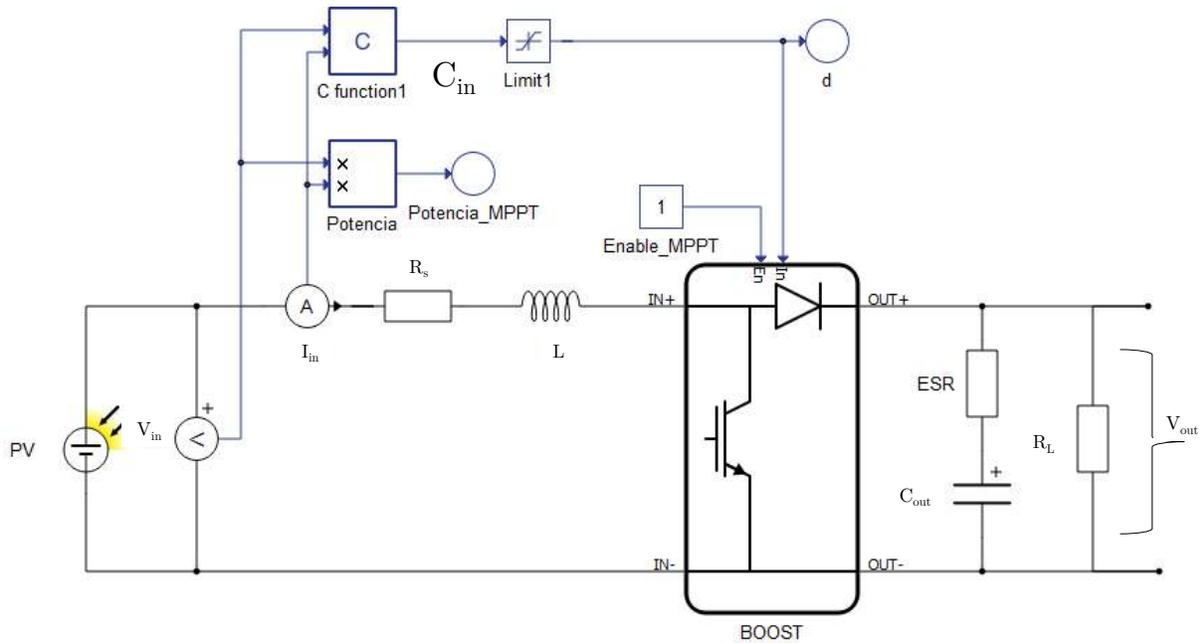


Figura 4.14: Convertidor implementado en la plataforma Typhoon.

La Figura 4.14 exhibe el diseño meticuloso del convertidor que fue desarrollado y evaluado en la plataforma Typhoon HIL. Este diseño se gestó a partir de una serie de simulaciones exhaustivas realizadas en la plataforma PSIM, que proporcionaron datos cruciales sobre el rendimiento y comportamiento del convertidor en diversas condiciones de operación. Posteriormente, este diseño fue implementado y verificado en la plataforma Typhoon HIL, lo que permitió una validación adicional y una evaluación detallada de su funcionamiento bajo condiciones simuladas de la vida real. Este proceso integral de diseño y verificación garantiza la robustez y eficiencia del convertidor, lo que es esencial para su desempeño óptimo y confiable en aplicaciones prácticas de sistemas fotovoltaicos.

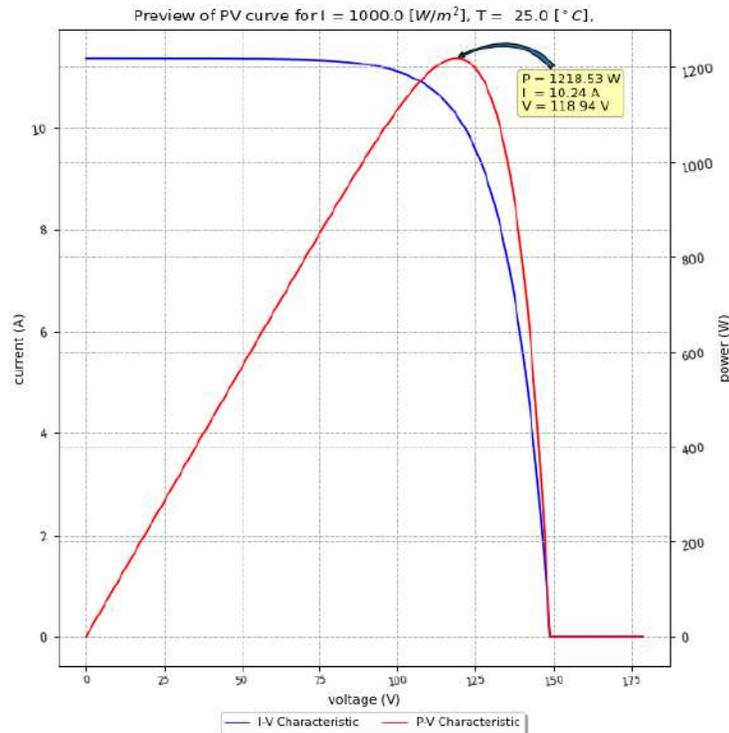


Figura 4.15: Seguimiento del Punto de Máxima Transferencia de Potencia en la plataforma Typhoon HIL.

La curva I-P mostrada en la Figura 4.15, obtenida a través del modelo desarrollado en la plataforma Typhoon HIL, representa una representación visual del comportamiento de la potencia de salida en relación con la corriente de entrada para el arreglo de paneles solares utilizado en la simulación. Esta curva es fundamental para comprender cómo varía la potencia generada por el arreglo de paneles en función de la corriente que fluye a través de ellos, lo que proporciona información crucial sobre su rendimiento bajo diferentes condiciones ambientales y de irradiación solar.

La potencia de salida estimada para una irradiancia de $1000 \frac{W}{m^2}$ y una temperatura de $25^\circ C$ es de $1218.53 W$, teniendo en cuenta la eficiencia tanto del algoritmo de seguimiento de punto de máxima potencia como del propio convertidor. Este valor de potencia estimada es fundamental para evaluar el rendimiento global del sistema fotovoltaico y para dimensionar adecuadamente los componentes del convertidor, lo que garantiza una operación óptima y eficiente del sistema en condiciones reales.

A continuación se muestra evidencia del comportamiento del convertidor para la extracción del MPP ante variaciones de la irradiancia y temperatura. Como se observa, en la Figura 4.16 y Figura 4.17 muestran una eficiencia del convertidor mayor al 97 %, demostrando la efectividad del algoritmo presentado en la Figura 4.8.

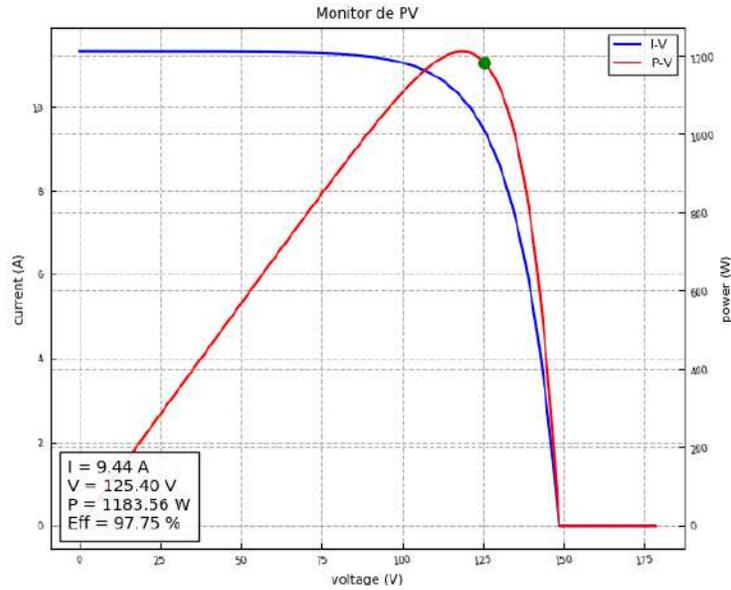


Figura 4.16: Seguimiento del Punto de Máxima Transferencia de Potencia para Irradiancia = $1000 \frac{W}{m^2}$ y Temp. = $25 \text{ }^\circ\text{C}$

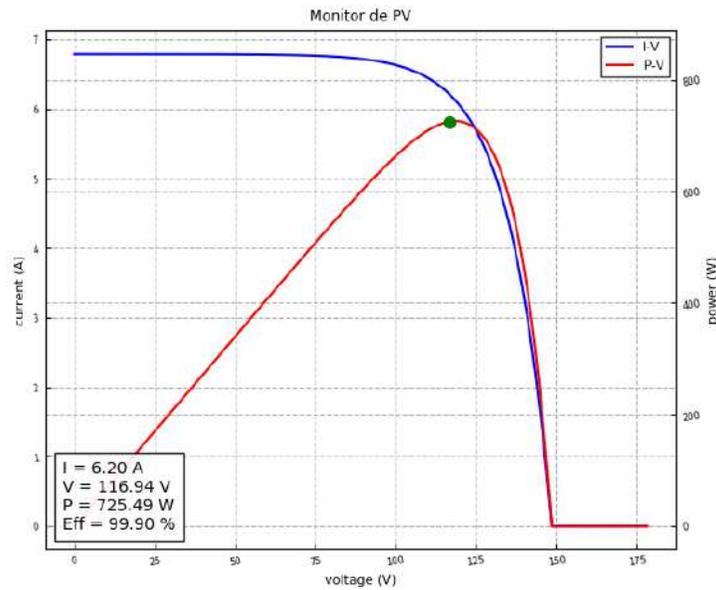


Figura 4.17: Seguimiento del Punto de Máxima Transferencia de Potencia para Irradiancia = $600 \frac{W}{m^2}$ y Temp. = $25 \text{ }^\circ\text{C}$

4.3.1. Convertidor reductor-elevador

La segunda etapa del diseño del inversor aborda la implementación de un convertidor boost-buck con salida invertida, una estrategia que ofrece flexibilidad y eficiencia en la conversión de

energía. Este tipo de diseño permite gestionar tanto tensiones más altas como más bajas en la salida del inversor, lo que resulta especialmente útil en aplicaciones donde se requiere adaptar la energía generada por el sistema fotovoltaico a las condiciones de carga variables. Al emplear un convertidor boost-buck, se logra una mayor capacidad de regulación de la tensión de salida, lo que contribuye a optimizar el rendimiento del sistema en diferentes escenarios de operación.

La elección de un diseño basado en un convertidor boost-buck con salida invertida se fundamenta en sus ventajas técnicas y su capacidad para cumplir con los requisitos específicos del sistema fotovoltaico. Este enfoque permite alcanzar una mayor eficiencia energética al minimizar las pérdidas de conversión y maximizar la potencia de salida del inversor. Además, la salida invertida del convertidor brinda una mayor flexibilidad en la integración del inversor con otros componentes del sistema, facilitando su interconexión y su funcionamiento en diversas configuraciones de red eléctrica.

En resumen, la adopción de un diseño de inversor basado en un convertidor boost-buck con salida invertida representa una estrategia técnica sólida y versátil para el desarrollo de sistemas fotovoltaicos. Este enfoque ofrece una combinación óptima de eficiencia, flexibilidad y rendimiento, lo que lo convierte en una opción atractiva para aplicaciones residenciales, comerciales e industriales donde se requiere una conversión eficiente y confiable de la energía solar en energía utilizable.

La Figura 4.18 muestra el diseño de convertidor propuesto para la etapa de inversión de voltaje. Esta etapa es necesaria para que el inversor sea capaz de entregar los dos niveles de tensión. En este caso $+400\text{V}$ y -400V . Para controlar el voltaje de salida de esta etapa se utilizará un control clásico donde la referencia será el valor invertido de la tensión obtenida en su entrada, que se corresponde con la salida del MPPT.

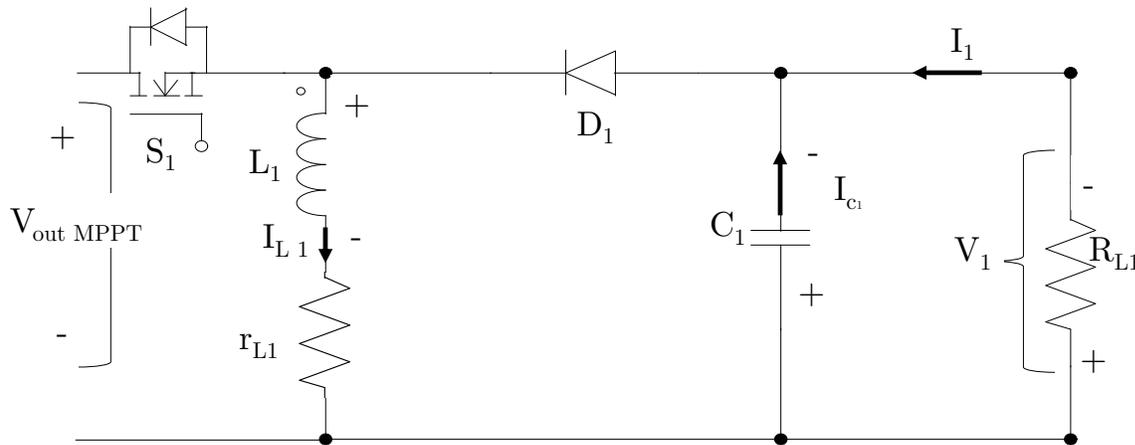


Figura 4.18: Esquema de la etapa inversora.

donde: $V_{outMPPT}$ es el voltaje de salida del MPPT, S_1 es la señal de activación del interruptor, L_1 es el inductor, i_{L1} es la corriente que circula a través del inductor, C_1 es la capacitancia de salida, v_1 es el voltaje a través de la resistencia de salida.

En el ámbito de la ingeniería de control, el enfoque clásico se examina típicamente en el dominio de la frecuencia, y su aplicación está restringida a sistemas lineales que tienen una sola entrada y una sola salida. Para abordar sistemas con múltiples entradas y salidas, así como sistemas no

lineales, se utiliza la representación en el espacio de estado, que ofrece un método compacto y efectivo para modelar y analizar dichos sistemas. La representación general en el espacio de estado de un sistema lineal con entradas, salidas y variables de estado se formula de la siguiente manera:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = A(t)\mathbf{x}(t) + B(t)\mathbf{u}(t) \quad (4.10)$$

$$\mathbf{y}(t) = C(t)\mathbf{x}(t) + D(t)\mathbf{u}(t) \quad (4.11)$$

Donde $x(t)$ es el vector de estados, $y(t)$ es el vector de salidas, $u(t)$ es el vector de entradas, $A(t)$ es la matriz de estados, $B(t)$ es la matriz de entrada, $C(t)$ es la matriz de salida, $D(t)$ es la matriz de transmisión directa, $\dot{x}(t) = \frac{dx(t)}{dt}$.

Las ecuaciones de estado del convertidor buck-boost son esenciales para comprender y controlar su comportamiento dinámico. Este tipo de convertidor puede aumentar o disminuir la tensión de entrada dependiendo del ciclo de trabajo. Para modelar el convertidor, se utilizan las leyes de Kirchhoff para derivar las ecuaciones que describen las variaciones de la corriente en el inductor I_{L_1} y la tensión en el condensador V_1 en función del tiempo. Estas ecuaciones se obtienen considerando las dos fases del ciclo de conmutación: cuando el interruptor está cerrado y cuando está abierto. Durante la fase en que el interruptor está cerrado, la tensión de entrada $V_{outMPPT}$ se aplica al inductor, causando que la corriente del inductor aumente linealmente. En esta fase, la energía se almacena en el inductor mientras que el condensador suministra energía a la carga. Durante la fase en que el interruptor está abierto, el inductor libera su energía, transfiriéndola al condensador y a la carga, lo que puede resultar en una tensión de salida mayor o menor que la tensión de entrada.

Matemáticamente, las ecuaciones de estado del convertidor buck-boost se pueden expresar en forma matricial para simplificar su análisis y diseño de control. Las ecuaciones de estado se representan a partir de los posibles estados del convertidor se presentan las ecuaciones que permiten su modelado empleando espacios de estados promediados.

Cuando S_1 se encuentra activo:

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{V_{outMPPT} - r_{L_1} * i_{L_1}}{L_1} \quad (4.12)$$

$$\frac{dv_1}{dt} = \frac{-v_1}{R_L * C_1} \quad (4.13)$$

Cuando S_1 se encuentra desactivado:

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{-v_C - r_{L_1} * i_{L_1}}{L_1} \quad (4.14)$$

$$\frac{dv_1}{dt} = \frac{i_{L_1}}{C_1} - \frac{v}{C_1 * R_L} \quad (4.15)$$

Las matrices de estado se pueden definir como sigue:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L_1}}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_L} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L_1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C * R_L} \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

Las ecuaciones de estado que describen el comportamiento del convertidor para t_{on} (Ecuación 4.20) y t_{off} (Ecuación 4.21) en forma matricial se presentan a continuación:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L_1}}{dt} \\ \frac{dv_1}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L_1}}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_L} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ v_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} * V_{outMPPT} \quad (4.20)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L_1}}{dt} \\ \frac{dv_1}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L_1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1 * R_L} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ v_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} * V_{outMPPT} \quad (4.21)$$

El modelo de espacios de estado promediado se define como:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_{L_1}}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_1}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{(d-1)}{L_1} \\ \frac{(1-d)}{C_1} & -\frac{1}{R_L * C_1} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_1} \\ \tilde{v}_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{outMPPT} + V_1}{L_1} \\ -\frac{i_{L_1}}{C_1} \end{bmatrix} * v_{out\tilde{MPPT}} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} * \tilde{d} \quad (4.22)$$

La función transferencial de un convertidor buck-boost se obtiene transformando las ecuaciones de estado al dominio de Laplace, lo que permite analizar el comportamiento dinámico del sistema en función de las variables de estado y el ciclo de trabajo de manera más eficiente. Este enfoque es fundamental para el diseño y análisis de sistemas de control, ya que facilita la comprensión de la respuesta del sistema a diferentes entradas y perturbaciones. La función trnsferencial que describe el comportamiento del sistema en función de las variables de estado se muestran a continuación:

$$S * X(s) = A * X(s) + B * d(s) \quad (4.23)$$

$$(S - A)X(s) = B * d(s) \quad (4.24)$$

$$\frac{X(s)}{d(s)} = (S * I - A)^{-1} * B \quad (4.25)$$

$$\frac{I_{L_1}(S)}{d(S)} = \frac{V_1 + V_{outMPPT} + I_{L_1}R_{L_1} - DI_{L_1}R_{L_1} + C_1R_{L_1}V_1S + C_1R_{L_1}V_{outMPPT}S}{C_1L_1R_{L_1}S^2 + L_1S + R_{L_1} - 2R_{L_1}D + R_{L_1}D^2} \quad (4.26)$$

$$\frac{V_1(S)}{d(S)} = -\frac{R_{L_1}(V_1 + V_{outMPPT})(D - 1)}{C_1L_1R_{L_1}S^2 + L_1S + R_{L_1} - 2R_{L_1}D + R_{L_1}D^2} - \frac{I_{L_1}L_1R_{L_1}S}{C_1L_1R_{L_1}S^2 + L_1S + R_{L_1} - 2R_{L_1}D + R_{L_1}D^2} \quad (4.27)$$

La función de transferencia de un convertidor buck-boost tiene un cero negativo debido a la naturaleza de su topología y el comportamiento de sus componentes pasivos y activos. Para entender esto, es útil desglosar el análisis en términos de la respuesta del sistema y las características de su función de transferencia.

Un convertidor buck-boost combina las características de los convertidores buck (reductor) y boost (elevador), permitiendo tanto la reducción como la elevación del voltaje de salida con respecto al voltaje de entrada. La función de transferencia de un convertidor buck-boost se puede derivar considerando las ecuaciones diferenciales que gobiernan el comportamiento del inductor, el capacitor y los interruptores (transistores y diodos) en los modos de conmutación.

Matemáticamente, la función de transferencia $H(s)$ de un convertidor buck-boost se expresa típicamente como una relación entre la salida (voltaje de salida) y la entrada (voltaje de entrada o ciclo de trabajo del interruptor). Esta función de transferencia puede tomar la forma general:

$$H(s) = \frac{K(1 + s/z)}{(1 + s/p_1)(1 + s/p_2)}$$

donde K es una constante de ganancia, z representa el cero, y p_1 y p_2 son los polos del sistema.

El cero negativo aparece debido a la dinámica de los componentes del circuito y su configuración. En un convertidor buck-boost, la ubicación del cero puede ser determinada por la interacción entre el inductor y el capacitor en la etapa de filtro. Específicamente, la realimentación de la corriente a través del inductor y la carga del capacitor pueden generar un término en la ecuación diferencial que, cuando se traslada al dominio de Laplace, introduce un cero en el numerador de la función de transferencia.

Este cero negativo puede ser interpretado físicamente como una inversión en la fase inicial de la respuesta del sistema antes de que los efectos de los polos dominen. En otras palabras, debido a la naturaleza del buck-boost, hay un punto en la respuesta en frecuencia donde la ganancia aumenta con el incremento de la frecuencia, lo que se refleja en el cero negativo de la función de transferencia. Este fenómeno es crítico para el diseño y la sintonización del controlador, ya que los ceros afectan la estabilidad y la respuesta transitoria del sistema.

La función transferencial del sistema se muestra a continuación:

$$H(s) = \frac{-1980s}{3s^2 + 25s + 750000}$$

Los valores que resultan del cálculo del punto de operación para el convertidor se presentan en la Tabla 4.4.

Parámetros	Valores
L_1	0.001
D	0.5
V_1	-400
$V_{outMPPT}$	400
C_1	0.001
R_{L_1}	120
I_{L_1}	6.66

Tabla 4.4: Valores del punto de operación del convertidor

Se implementa un lazo de control para la regulación de la tensión de salida como se muestra en la Figura 4.19.

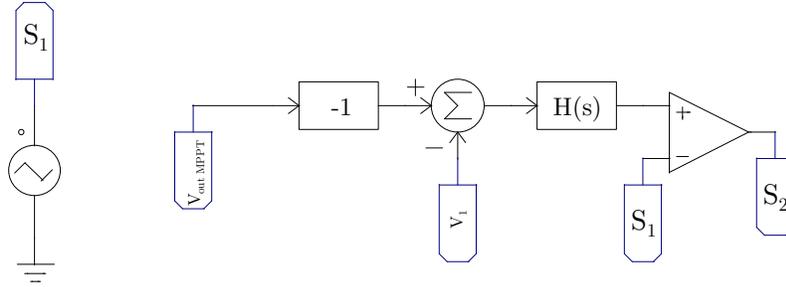


Figura 4.19: Voltaje de salida de la etapa inversora.

$H(s)$ representa la función trnaferencial del controlador del proceso. Para este caso, luego de realizar el ajuste en Matlab, tenemos la siguiente ecuación.

$$H(s) = \frac{-0.0025057}{s} \quad (4.28)$$

La elección de un controlador PI (Proporcional-Integral) para un convertidor buck-boost está justificada por su simplicidad y eficacia. Un controlador PI es capaz de proporcionar un buen equilibrio entre la respuesta transitoria y la estabilidad del sistema, compensando los errores en el estado estacionario y reduciendo las oscilaciones. Su estructura sencilla facilita tanto su implementación como su ajuste, lo que es particularmente ventajoso en aplicaciones donde se requiere una respuesta rápida y un diseño de control menos complejo. Además, un controlador PI puede manejar eficazmente perturbaciones y variaciones en la carga y la tensión de entrada, manteniendo la tensión de salida en el nivel deseado con una desviación mínima.

Por otro lado, aunque los controladores resonantes pueden ofrecer un rendimiento superior en ciertas aplicaciones específicas, como en sistemas con frecuencia de perturbación constante o en aplicaciones donde se necesita una alta precisión en la regulación de la corriente y la tensión, su diseño e implementación son más complejos. Los controladores resonantes requieren un mayor conocimiento de la dinámica del sistema y de la frecuencia de resonancia específica, lo que puede aumentar el tiempo y el costo de desarrollo. En muchos casos prácticos, la mejora en el rendimiento no justifica la complejidad adicional. Por lo tanto, un controlador PI puede ser una solución más pragmática y eficaz para muchas aplicaciones de convertidores buck-boost, proporcionando un rendimiento robusto y satisfactorio con menos esfuerzo de diseño y sintonización.

MATLAB y su herramienta SISO Design Tool (sisotool) son herramientas poderosas para el análisis y diseño de sistemas de control en lazo cerrado. SISO Design Tool permite ajustar los parámetros del controlador para obtener una respuesta deseada del sistema mediante el uso de gráficos de diagramas de Bode, diagramas de Nyquist, diagramas de lugar de raíces y respuestas en el tiempo. La herramienta facilita la modificación de los parámetros del controlador en tiempo real, permitiendo observar inmediatamente los efectos de estos cambios en la respuesta del sistema, lo que simplifica el proceso de diseño y ajuste de controladores.

Para obtener un ajuste adecuado del lazo de control del convertidor buck-boost en la etapa intermedia, se parte del modelado del sistema y se definió la función de transferencia del convertidor. Luego, se cargó esta función de transferencia en sisotool. En la interfaz de sisotool, se seleccionó el tipo de controlador (PI) y se ajustaron sus parámetros utilizando los gráficos interactivos. Se puede observar cómo los cambios en los parámetros afectan la respuesta del sistema en términos de estabilidad, margen de ganancia y margen de fase.

Con estos valores se obtienen los resultados de simulación que se presentan a continuación.

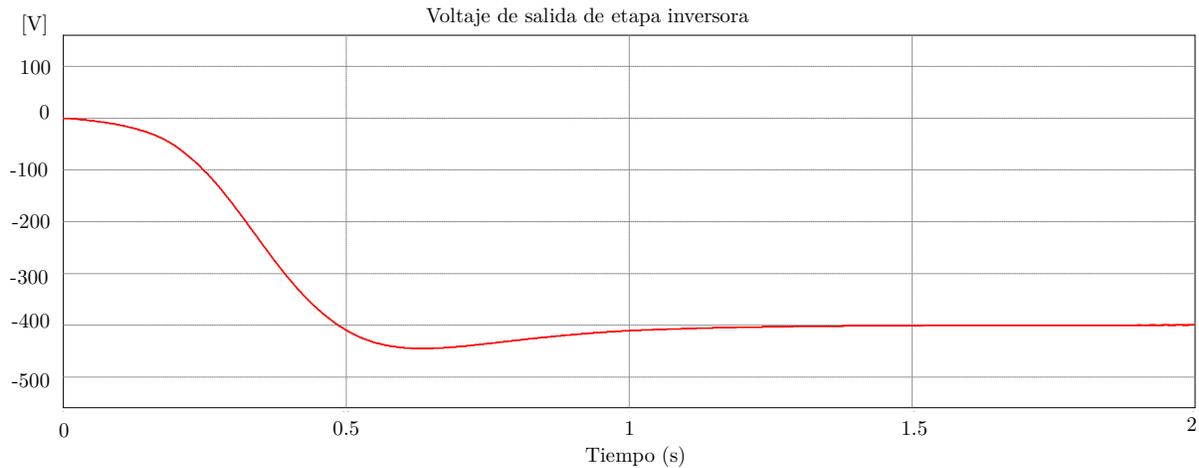


Figura 4.20: Voltaje de salida de la etapa inversora.

La gráfica del voltaje de salida de la etapa inversora del convertidor buck-boost muestra que se alcanza un valor estable de -400 V en un tiempo de 1 segundo. Este comportamiento indica una respuesta transitoria bien controlada, donde el sistema consigue rápidamente su nivel de operación deseado. Durante el proceso de arranque, el controlador ajusta el ciclo de trabajo del interruptor para asegurar que el voltaje se incremente de manera controlada y sin sobrepasos significativos, minimizando cualquier oscilación. Este rendimiento es crucial para esta aplicación, donde se requiere una fuente de voltaje negativa estable.

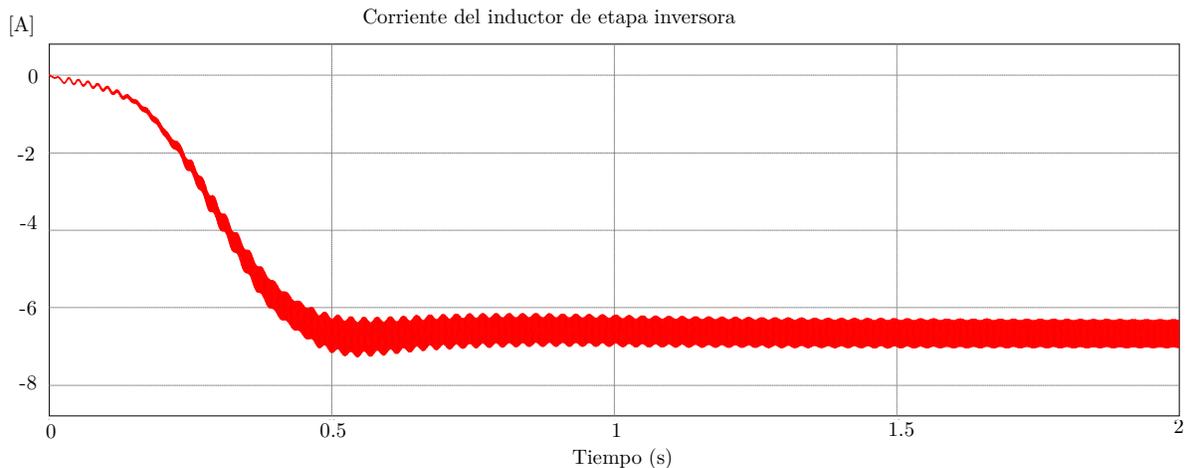


Figura 4.21: Corriente en el inductor de la etapa inversora.

La gráfica de la corriente en el inductor muestra un rizo de corriente inferior al 30% y un tiempo de establecimiento de 0.5 segundos. Este bajo rizo de corriente es indicativo de un diseño de filtro inductor eficiente, que reduce las fluctuaciones y mejora la eficiencia del convertidor. Un rizo pequeño en la corriente del inductor es beneficioso para minimizar las pérdidas de energía y el estrés

térmico en los componentes del convertidor. Además, el rápido tiempo de establecimiento de 0.5 segundos demuestra una respuesta dinámica ágil, permitiendo que el sistema llegue rápidamente a su régimen permanente tras un cambio en la carga o la tensión de entrada, asegurando una operación estable y eficiente del convertidor.

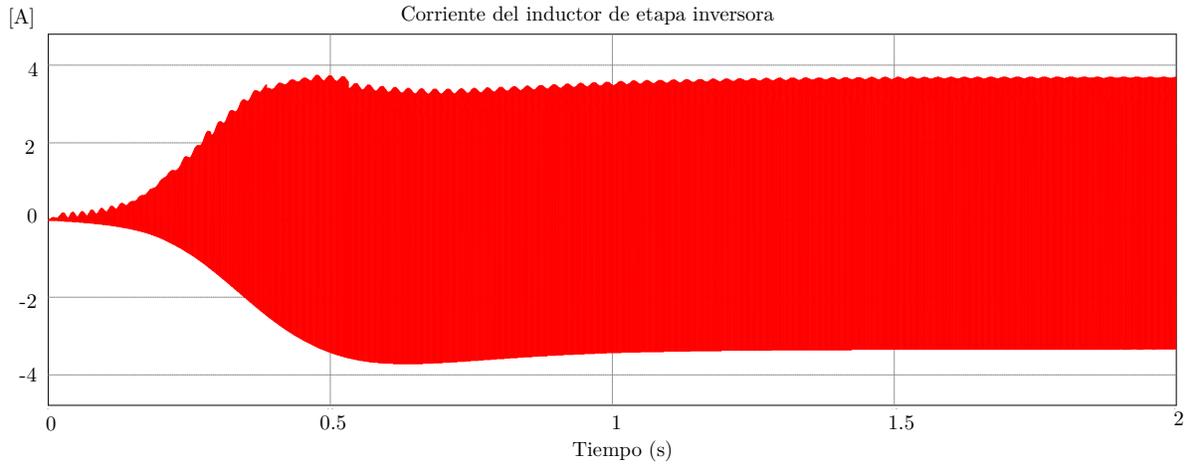


Figura 4.22: Corriente en el capacitor de la etapa inversora.

La gráfica de la corriente en el capacitor de salida del convertidor buck-boost revela las variaciones de carga y descarga que el capacitor experimenta debido a las conmutaciones del interruptor. El capacitor de salida actúa como un filtro que suaviza las ondulaciones de voltaje, asegurando una salida más constante. Los picos de corriente observados durante los ciclos de carga y descarga deben mantenerse dentro de los límites de diseño del capacitor para evitar el envejecimiento prematuro o el fallo del componente. Un diseño adecuado del capacitor implica seleccionar una capacitancia y una clasificación de corriente de rizo que soporten las condiciones operativas del convertidor, garantizando una operación estable y prolongada.

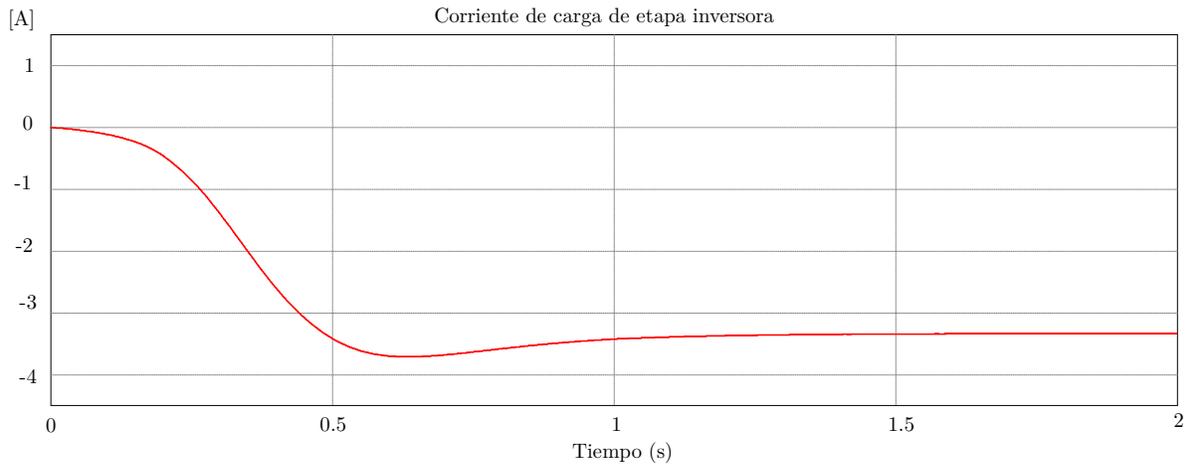


Figura 4.23: Corriente en la carga de la etapa inversora.

La gráfica de la corriente de salida muestra una corriente estable de 3.33 A, indicando un control eficiente y una regulación adecuada del convertidor. Esta corriente de salida constante es crucial para aplicaciones que requieren una alimentación precisa, como en sistemas de carga de baterías, motores DC y otros dispositivos electrónicos que dependen de una corriente bien regulada para su correcto funcionamiento. La estabilidad de la corriente de salida sugiere que el convertidor es capaz de manejar variaciones en la carga y en la tensión de entrada, manteniendo una entrega de corriente constante y minimizando las fluctuaciones que podrían afectar el rendimiento de los dispositivos conectados.

4.3.2. Modulación SPWM

La modulación SPWM es una técnica ampliamente utilizada en sistemas de control y electrónica de potencia para generar señales de voltaje o corriente con una frecuencia fundamental y una forma de onda sinusoidal. Consiste en modular la anchura de los pulsos de una señal portadora de alta frecuencia con una señal moduladora sinusoidal de baja frecuencia.

La principal ventaja de la modulación SPWM es su capacidad para generar una salida con una forma de onda sinusoidal de alta calidad y bajo contenido armónico. Esto es posible ajustando la anchura de los pulsos de la señal portadora de manera que sigan la forma de onda de la señal moduladora. Al variar la anchura de los pulsos, se puede obtener una forma de onda suave y similar a una onda sinusoidal.

Otra ventaja importante de la modulación SPWM es su eficiencia energética. Al generar una señal con una forma de onda sinusoidal, se reduce la cantidad de armónicos presentes en la salida, lo que ayuda a minimizar las pérdidas de energía y mejorar la eficiencia del sistema. Esto es especialmente importante en aplicaciones de electrónica de potencia, como inversores de frecuencia variable utilizados en sistemas de alimentación de motores.

Además de estas ventajas, la modulación SPWM presenta algunas características importantes:

Modulación bipolar y unipolar: La modulación SPWM se puede implementar de dos formas: bipolar y unipolar. En la modulación bipolar, la señal moduladora puede variar tanto en polaridad positiva como negativa, lo que permite obtener una mayor flexibilidad en la generación de formas de onda. En la modulación unipolar, la señal moduladora solo varía en una polaridad, generalmente positiva, lo que simplifica el diseño del sistema.

Control de amplitud: La modulación SPWM permite controlar la amplitud de la señal de salida mediante la variación del ciclo de trabajo de los pulsos modulados. Al ajustar el ciclo de trabajo, se puede cambiar la amplitud de la señal sin afectar su forma de onda.

Control de frecuencia: La frecuencia de la señal de salida en la modulación SPWM está determinada por la frecuencia de la señal portadora. Al modificar la frecuencia de la señal portadora, se puede ajustar la frecuencia de salida según los requisitos del sistema.

Control de distorsión armónica: La modulación SPWM permite controlar la cantidad de armónicos presentes en la señal de salida. Al ajustar adecuadamente la relación entre la frecuencia de la señal portadora y la señal moduladora, es posible reducir la distorsión armónica y obtener una forma de onda más limpia.

En resumen, la modulación SPWM es una técnica eficiente y versátil para generar señales de voltaje o corriente con forma de onda sinusoidal. Sus ventajas incluyen una alta calidad de forma de onda, baja distorsión armónica y eficiencia energética. Además, el control de amplitud y frecuencia proporciona flexibilidad en la generación de señales de salida. La modulación SPWM se puede implementar de forma bipolar o unipolar, según los requisitos del sistema.

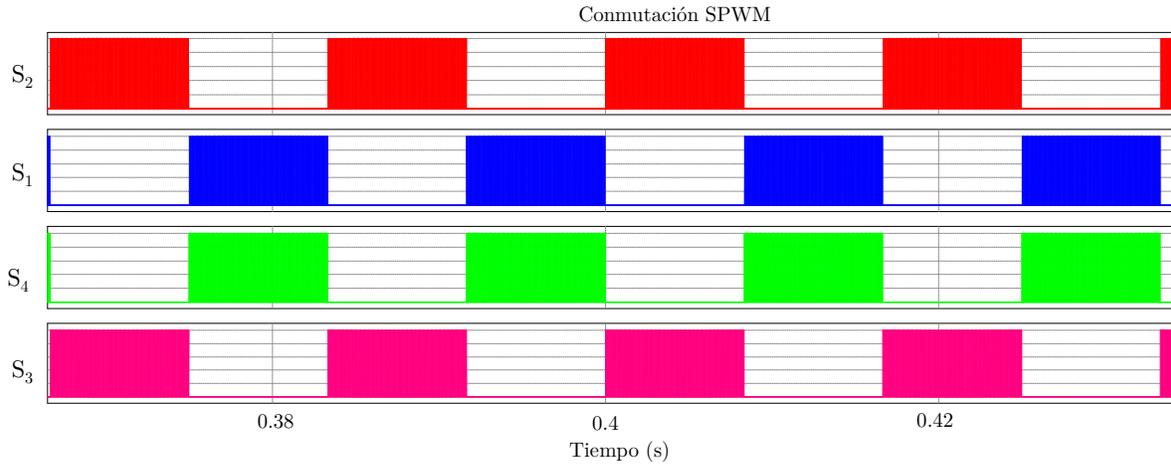


Figura 4.24: Conmutación SPWM.

En una modulación SPWM para la salida de un inversor, el índice de modulación m_a juega un papel crucial en determinar la amplitud y la calidad de la onda de salida. El índice de modulación se define como la relación entre la amplitud de la señal moduladora V_m y la amplitud de la señal portadora V_c :

$$m_a = \frac{V_m}{V_c}$$

Un valor de m_a adecuado es fundamental para asegurar que la amplitud del voltaje de salida del inversor se ajuste a los niveles deseados y que la distorsión armónica total (THD) se mantenga baja. Si el índice de modulación es demasiado bajo ($m_a < 1$), la amplitud de la onda de salida será menor de lo requerido, lo que puede no ser suficiente para la aplicación deseada. Por otro lado, si el índice de modulación es demasiado alto ($m_a > 1$), se pueden generar armónicos adicionales, lo que incrementa la THD y reduce la eficiencia del sistema.

Para un inversor interconectado a la red sin transformador para aplicaciones fotovoltaicas, un índice de modulación de 0.8 se considera óptimo. Este valor asegura una buena amplitud de la onda de salida, manteniendo al mismo tiempo la THD en niveles aceptables. Con $m_a = 0.8$, se obtiene un equilibrio adecuado entre la calidad de la señal y la eficiencia del inversor, haciendo de este índice de modulación la elección más apropiada para la aplicación específica.

$$m_a = 0.8$$

Este valor optimiza la operación del inversor, garantizando una salida eficiente y de alta calidad para aplicaciones fotovoltaicas interconectadas a la red.

4.3.3. Algoritmo SOGI PLL

El SOGI-PLL es una variante avanzada de los sistemas de lazo de fase (PLL) utilizados para la sincronización y seguimiento de frecuencia en sistemas de comunicaciones, sistemas de energía renovable y otros sistemas de control. A diferencia de los PLL convencionales, el SOGI-PLL utiliza integradores generalizados de segundo orden para lograr un rendimiento mejorado en términos de precisión, respuesta transitoria y capacidad de rechazo de perturbaciones.

La principal característica del SOGI-PLL es su capacidad para estimar y sincronizar tanto la frecuencia como la fase de una señal de entrada, lo que lo hace adecuado para aplicaciones que

requieren una alta precisión y estabilidad en la sincronización. El SOGI-PLL utiliza una estructura en bucle cerrado que consta de tres etapas principales: el detector de fase, el filtro de lazo y el generador de señal de referencia.

En la etapa del detector de fase, la señal de entrada y la señal de referencia se comparan para determinar la diferencia de fase entre ellas. Esto se logra utilizando técnicas como el método de multiplicación y filtrado, que permite estimar la fase de manera precisa y robusta incluso en presencia de ruido y distorsiones.

En la etapa del filtro de lazo, se utiliza un integrador generalizado de segundo orden para filtrar la señal de error y generar una señal de control proporcional a la diferencia de fase. La ventaja de utilizar integradores generalizados de segundo orden radica en su capacidad para adaptarse a diferentes frecuencias y características de señal, lo que mejora la respuesta transitoria y la capacidad de rechazo de perturbaciones del SOGI-PLL.

En la etapa del generador de señal de referencia, la señal de control filtrada se utiliza para generar una señal de referencia de frecuencia y fase correspondiente. Esta señal de referencia se utiliza para sincronizar y seguir la frecuencia y fase de la señal de entrada.

Algunas características importantes del SOGI-PLL incluyen:

Alta precisión y estabilidad: El SOGI-PLL ofrece una alta precisión en la sincronización de frecuencia y fase, lo que permite una comunicación o generación de energía más confiable y precisa.

Respuesta transitoria rápida: Gracias a la utilización de integradores generalizados de segundo orden, el SOGI-PLL proporciona una respuesta transitoria más rápida, lo que significa que puede adaptarse rápidamente a cambios en la frecuencia y fase de la señal de entrada.

Rechazo de perturbaciones mejorado: El SOGI-PLL es capaz de rechazar eficientemente perturbaciones como ruido, distorsiones y variaciones en la amplitud de la señal de entrada, lo que garantiza una sincronización estable y precisa en condiciones adversas.

Flexibilidad y adaptabilidad: El SOGI-PLL es altamente flexible y se puede adaptar a diferentes frecuencias, rangos de amplitud y características de señal, lo que lo hace adecuado para una amplia gama de aplicaciones en diversos campos.

En resumen, el SOGI-PLL es una variante avanzada de los sistemas de lazo de fase que utiliza integradores generalizados de segundo orden para lograr un rendimiento mejorado en términos de precisión, respuesta transitoria y capacidad de rechazo de perturbaciones. Su capacidad para sincronizar y seguir tanto la frecuencia como la fase lo convierte en una herramienta invaluable en aplicaciones que requieren una alta precisión y estabilidad en la sincronización de señales. EL algoritmo propuesto para la aplicación se presenta en la [Figura 4.25](#)

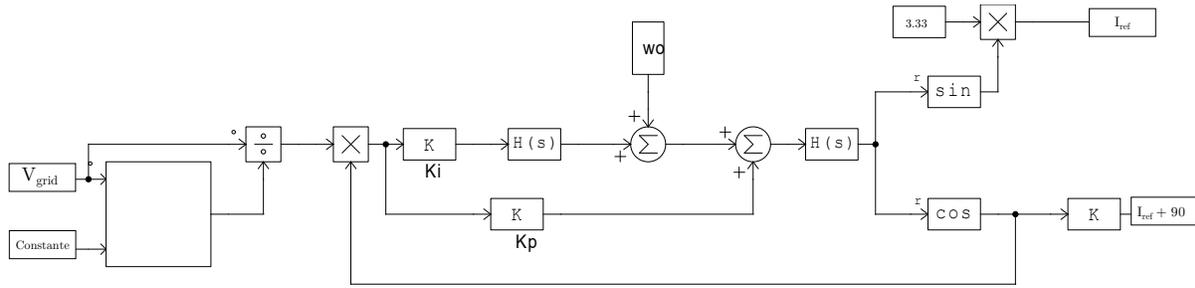


Figura 4.25: Algoritmo de seguimiento de tensión de red propuesto.

La integración de inversores interconectados a la red en aplicaciones fotovoltaicas es fundamental para optimizar la eficiencia energética y asegurar la estabilidad del suministro eléctrico. En este estudio, se presentan dos gráficas: una del voltaje de red y otra de la corriente de red, ambas mostrando señales en fase. Este comportamiento es indicativo de un funcionamiento adecuado del inversor, el cual ha sido diseñado para operar con una potencia de aproximadamente 1.3 kW. La sincronización en fase entre el voltaje y la corriente es crucial para minimizar las pérdidas de energía y maximizar la eficiencia del sistema.

Técnicamente, la correcta alineación de estas dos señales se debe a la implementación de algoritmos avanzados de control en el inversor. Estos algoritmos, típicamente basados en técnicas de seguimiento de fase (Phase-Locked Loop, PLL), permiten que el inversor ajuste su salida para mantenerse sincronizado con la frecuencia y la fase de la red eléctrica. Esta sincronización es vital para la inyección eficiente de energía en la red, evitando problemas como la distorsión armónica y el factor de potencia bajo, que pueden comprometer la calidad del suministro eléctrico y la estabilidad del sistema.

Para generar la referencia de corriente se emplea el algoritmo SOGI-PLL. Este sistema tiene que ser capaz de seguir la forma de onda del voltaje de red a fin de poder garantizar la inyección de energía en valores cercanos a un FP de 1. La rapidez con la que se ajusta a los cambios en la tensión garantizarán el aprovechamiento de la energía. La generación de una referencia de corriente en fase con el voltaje de red se presentan en la Figura 4.26.

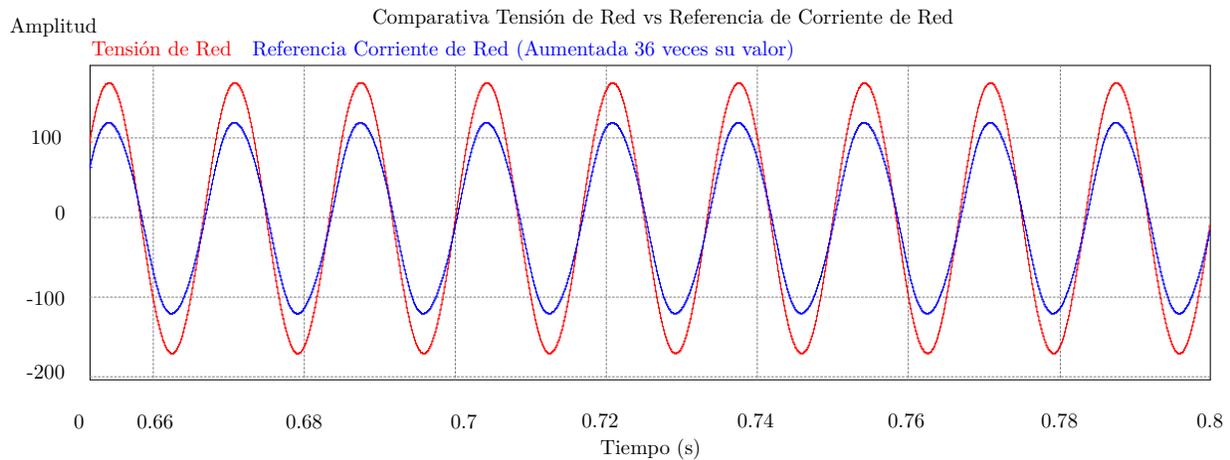


Figura 4.26: Resultado del algoritmo de seguimiento de tensión de red.

En la Figura 4.27 se muestra la referencia de corriente de red generada y la corriente que se inyecta a la red con la estrategia de modulación propuesta. En la Figura se puede observar un ligero desfase de aproximadamente de 4.65° generado por el filtro de salida. Además en este punto se realiza la medición de la THD generada, la cual es de 0.21 %.

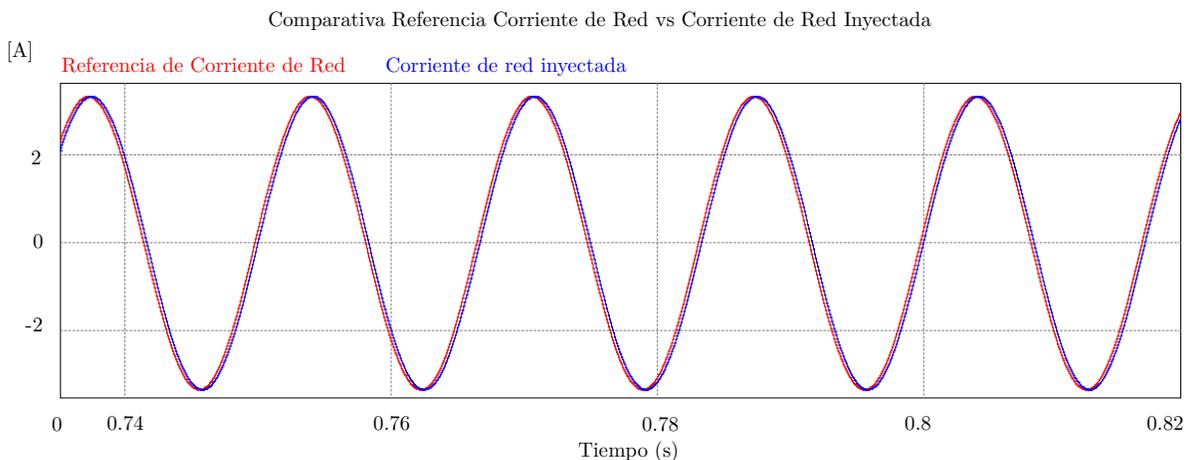
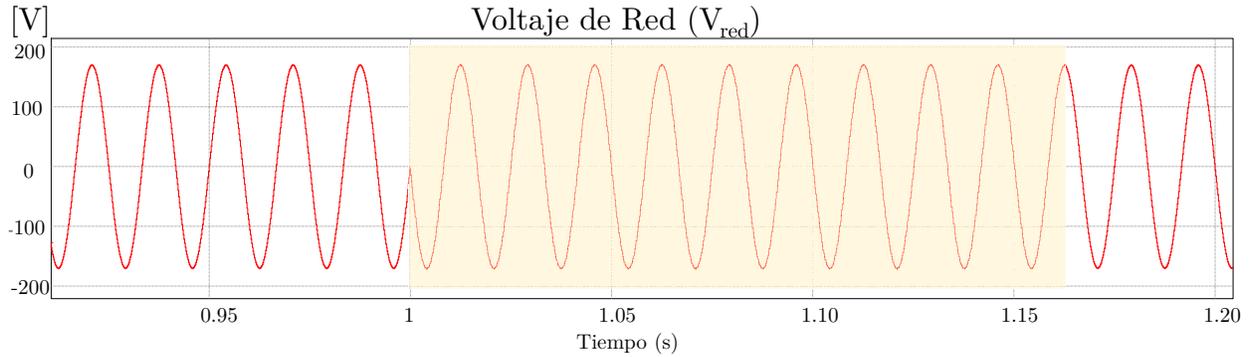


Figura 4.27: Comparación entre la referencia de corriente de red y la corriente inyectada.

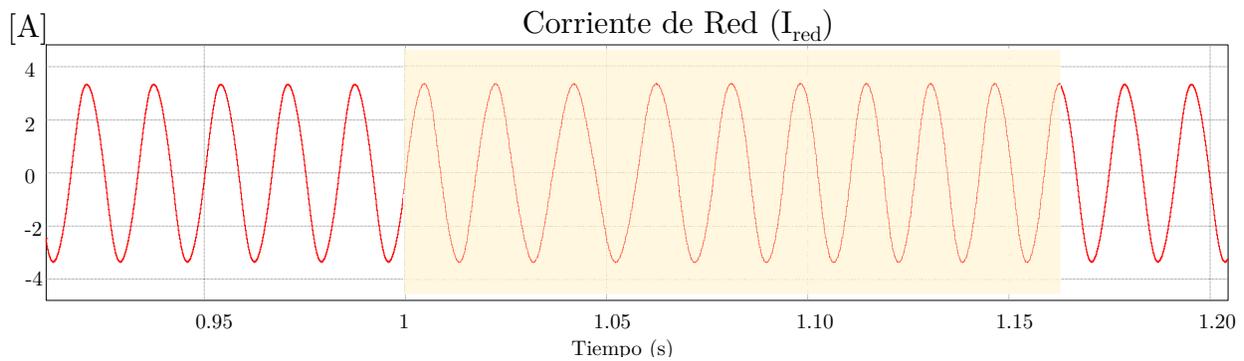
Otras de las pruebas realizadas al inversor es el cumplimiento con una corriente de fuga menor a 300 mA. En las simulaciones realizadas, empleando un esquema similar al de la Figura ?? se obtuvieron mediciones de corriente de fuga cercanas a 0 mA.

El análisis detallado de la gráfica de voltaje de red en la Figura 4.28 muestra una forma de onda sinusoidal estable y consistente, lo cual es esencial para la operación segura y eficiente de dispositivos electrónicos conectados a la red. Por otro lado, la gráfica de la corriente de red, al estar en fase con el voltaje, indica una transferencia de potencia activa eficiente, sin componentes reactivos

significativos. Esto no solo mejora la eficiencia del sistema fotovoltaico, sino que también reduce la carga sobre la infraestructura de transmisión y distribución de energía. Además, operar a una potencia de 1.3 kW subraya la capacidad del sistema fotovoltaico para contribuir significativamente a las demandas energéticas del entorno. Es importante destacar en la imagen la capacidad del sistema de ajustar su fase con la tensión de red en un lapso de tiempo no mayor a 0.16 segundos.



(a)



(b)

Figura 4.28: Cambio en la fase de la tensión de red y ajuste de referencia de corriente de red.

En la sección de análisis de resultados, se presentaron las gráficas obtenidas del inversor interconectado a la red sin transformador, diseñado específicamente para aplicaciones fotovoltaicas con una potencia de salida de aproximadamente 1.3 kW. El sistema se conecta a una red con valores picos de tensión de 170 V y una frecuencia de 60 Hz. Los resultados muestran un desempeño óptimo en términos de distorsión armónica total y corriente de fuga, dos parámetros críticos para la eficiencia y seguridad del sistema.

Las gráficas de la THD demuestran que los niveles de distorsión armónica se mantuvieron consistentemente por debajo del 5% siendo de aproximadamente 0, cumpliendo así con los estándares internacionales para sistemas de energía fotovoltaica interconectados a la red. Esta baja THD indica una señal de salida de alta calidad, lo cual es esencial para la estabilidad y eficiencia del sistema eléctrico. Los resultados obtenidos evidencian una correcta operación del inversor y una adecuada filtración de armónicos, contribuyendo a una operación confiable del sistema en general.

Además, las mediciones de corriente de fuga muestran valores inferiores a 300 mA, lo que

garantiza un nivel de seguridad adecuado para el usuario y el equipo. La corriente de fuga reducida es crucial para prevenir posibles riesgos de choque eléctrico y asegurar la integridad del sistema fotovoltaico. Estos valores de corriente de fuga, combinados con la baja THD, indican un diseño y una implementación exitosa del inversor, logrando un equilibrio óptimo entre eficiencia energética y seguridad operativa.

4.4. Trabajo Futuro

A pesar de los avances significativos logrados en el diseño y la implementación del inversor interconectado a la red sin transformador para aplicaciones fotovoltaicas, existen áreas que podrían ser exploradas en futuras investigaciones. A continuación, se presentan algunas sugerencias para posibles trabajos futuros:

1. **Compensación de potencia reactiva:** En la operación de los sistemas de generación de energía fotovoltaica interconectados a la red, la compensación de potencia reactiva juega un papel crucial para garantizar un funcionamiento eficiente y confiable. Por lo tanto, una línea de investigación prometedora consiste en explorar la incorporación de un circuito de compensación de potencia reactiva en el inversor propuesto.

Se podrían investigar diferentes técnicas de compensación, como la compensación estática o dinámica, y evaluar su impacto en la calidad de la energía generada y en la estabilidad del sistema. Además, se podría estudiar la implementación de algoritmos de control para la regulación de la potencia reactiva, considerando diferentes condiciones de carga y variaciones en la red eléctrica.

2. **Mejoras en el algoritmo MPPT:** Aunque se ha diseñado e implementado un algoritmo MPPT eficiente en el inversor propuesto, existen constantes mejoras y optimizaciones que podrían ser investigadas. Se sugiere explorar diferentes técnicas de seguimiento del MPPT y evaluar su desempeño en términos de precisión, velocidad de respuesta y adaptabilidad a condiciones cambiantes.

Además, se podrían investigar métodos para mejorar la eficiencia del algoritmo MPPT en condiciones de sombreado parcial o variabilidad en la radiación solar. Esto podría incluir el uso de técnicas de aprendizaje automático o algoritmos evolutivos para optimizar la búsqueda del punto de máxima potencia.

3. **Implementación y evaluación experimental:** Aunque se ha realizado una simulación exhaustiva del inversor propuesto, sería beneficioso llevar a cabo una implementación práctica y realizar una evaluación experimental del sistema. Esto permitiría validar el desempeño del inversor en condiciones reales y compararlo con los resultados de simulación.

La implementación experimental podría incluir la construcción de un prototipo del inversor y la realización de pruebas en un entorno controlado, utilizando paneles fotovoltaicos reales y una fuente de alimentación eléctrica de laboratorio. Los resultados obtenidos podrían utilizarse para ajustar y mejorar los parámetros del sistema, así como para evaluar su eficiencia, estabilidad y respuesta a diferentes condiciones de carga y variaciones en la red eléctrica.

Conclusiones

El presente estudio ha abordado con profundidad los desafíos técnicos inherentes a la adopción de inversores fotovoltaicos sin transformador en sistemas conectados a la red eléctrica, enfocándose en la reducción de la corriente de fuga y la distorsión armónica total. A través de una metodología integral, se han obtenido resultados significativos que no solo impactan en la eficiencia y estabilidad de los sistemas fotovoltaicos, sino que también tienen importantes implicaciones para la transición hacia fuentes de energía renovable y la mitigación de impactos ambientales.

Uno de los principales hallazgos de este estudio ha sido el logro de una optimización efectiva de la arquitectura del inversor fotovoltaico sin transformador. Esta mejora ha sido crucial para aumentar la eficiencia del sistema y reducir la corriente de fuga, mitigando así los riesgos asociados con la falta de aislamiento galvánico. Estos avances no solo tienen beneficios técnicos, sino que también tienen un impacto positivo en la integración de energía solar fotovoltaica en redes eléctricas existentes, contribuyendo a la reducción de las emisiones de gases de efecto invernadero y la dependencia de combustibles fósiles.

Además, los resultados de la validación de la topología propuesta han demostrado su viabilidad y efectividad en condiciones reales de operación. Tanto las simulaciones detalladas como las pruebas experimentales han confirmado el rendimiento mejorado del inversor en términos de eficiencia, estabilidad y cumplimiento de los estándares de calidad de la red eléctrica. Estos avances tecnológicos no solo promueven la adopción de energías renovables, sino que también contribuyen a la construcción de un futuro energético más sostenible y resiliente, alineado con los objetivos de desarrollo sostenible y la mitigación del cambio climático.

En resumen, este estudio representa un paso significativo hacia el desarrollo y la implementación de soluciones técnicas innovadoras que impulsan la transición hacia sistemas de energía más limpios y eficientes. Los hallazgos y conclusiones aquí presentados proporcionan una base sólida para futuras investigaciones y desarrollos en el campo de la energía solar fotovoltaica y la integración de energías renovables, promoviendo así un futuro energético más sostenible y amigable con el medio ambiente.

Además de los resultados y conclusiones presentados, es importante destacar que esta investigación abre nuevas líneas de investigación y desarrollo en el campo de los inversores fotovoltaicos y las energías renovables. Para futuros trabajos, se sugiere explorar aún más la integración de tecnologías avanzadas, como la inteligencia artificial y el aprendizaje automático, en el diseño y control de inversores fotovoltaicos sin transformador. Asimismo, se podrían realizar estudios adicionales para evaluar el impacto ambiental y socioeconómico de la adopción generalizada de estos sistemas en diferentes contextos regionales y de mercado. Estos trabajos futuros podrían contribuir aún más

a la optimización y difusión de soluciones tecnológicas que impulsen la transición hacia un futuro energético más sostenible y equitativo.

Bibliografía

- A. A. Estévez-Bén, H. J. C. López Tapia, R. V. Carrillo-Serrano, J. Rodríguez-Reséndiz, and N. Vázquez Nava, “A new predictive control strategy for multilevel current-source inverter grid-connected,” *Electronics*, vol. 8, no. 8, 2019. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2079-9292/8/8/902>
- M. D. Siddique, S. Mekhilef, N. M. Shah, A. Sarwar, A. Iqbal, and M. A. Memon, “A new multilevel inverter topology with reduce switch count,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 58 584–58 594, 2019.
- J. L. Sawin, F. Sverrisson, K. Seyboth, R. Adib, H. E. Murdock, C. Lins, I. Edwards, M. Hullin, L. H. Nguyen, S. S. Prillianto *et al.*, “Renewables 2017 global status report,” 2022.
- C. Fang, S. Zhang, Z. Zhou, W. Wu, J. Wei, C. Li, W. Dai, P. Libeyre, N. Dolgetta, C. Cormany, and M. Gandel, “Study on laser welding of case closure weld for iter correction coil,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 24, no. 3, pp. 1–3, 2014.
- Z. J. Zhou, X. Zhang, P. Xu, and W. X. Shen, “Single-phase uninterruptible power supply based on z-source inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 8, pp. 2997–3004, 2008.
- B. Diong, K. Corzine, S. Basireddy, and S. Lu, “Multilevel inverter-based dual-frequency power supply,” *IEEE Power Electronics Letters*, vol. 1, no. 4, pp. 115–119, 2003.
- A. Nawawi, C. F. Tong, S. Yin, A. Sakanova, Y. Liu, Y. Liu, M. Kai, K. Y. See, K.-J. Tseng, R. Simanjorang, C. J. Gajanayake, and A. K. Gupta, “Design and demonstration of high power density inverter for aircraft applications,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 2, pp. 1168–1176, 2017.
- Y. Murakami, Y. Tajima, and S. Tanimoto, “Air-cooled full-sic high power density inverter unit,” in *2013 World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27)*. IEEE, 2013, pp. 1–4.
- A. Schonknecht and R. De Doncker, “Novel topology for parallel connection of soft-switching high-power high-frequency inverters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 2, pp. 550–555, 2003.
- A. Alvarez-Diazcomas, H. López, R. V. Carrillo-Serrano, J. Rodríguez-Reséndiz, N. Vázquez, and G. Herrera-Ruiz, “A novel integrated topology to interface electric vehicles and renewable energies with the grid,” *Energies*, vol. 12, no. 21, 2019. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1996-1073/12/21/4091>

- M. A. Hannan, Z. A. Ghani, M. M. Hoque, P. J. Ker, A. Hussain, and A. Mohamed, “Fuzzy logic inverter controller in photovoltaic applications: Issues and recommendations,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 24 934–24 955, 2019.
- A. Bahrami, M. Narimani, M. Norambuena, and J. Rodriguez, “Current control of a seven-level voltage source inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 3, pp. 2308–2316, 2020.
- N. E. Zakzouk, A. K. Abdelsalam, A. A. Helal, and B. W. Williams, “High performance single-phase single-stage grid-tied pv current source inverter using cascaded harmonic compensators,” *Energies*, vol. 13, no. 2, 2020. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1996-1073/13/2/380>
- N. Subhani, R. Kannan, M. A. Mahmud, T. K. Roy, and M. F. Romlie, “Analysis of steady-state characteristics for a newly designed high voltage gain switched inductor z-source inverter,” *Electronics*, vol. 8, no. 9, 2019. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2079-9292/8/9/940>
- X. Li, N. Wang, G. San, and X. Guo, “Current source ac-side clamped inverter for leakage current reduction in grid-connected pv system,” *Electronics*, vol. 8, no. 11, 2019. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2079-9292/8/11/1296>
- J. Xu, J. Han, Y. Wang, S. Habib, and H. Tang, “A novel scalar pwm method to reduce leakage current in three-phase two-level transformerless grid-connected vsis,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 5, pp. 3788–3797, 2020.
- M. Karimi, H. Mokhlis, K. Naidu, S. Uddin, and A. Bakar, “Photovoltaic penetration issues and impacts in distribution network – a review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 53, pp. 594–605, 2016. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S136403211500903X>
- M. Islam and S. Mekhilef, “A new high efficient transformerless inverter for single phase grid-tied photovoltaic system with reactive power control,” in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2015, pp. 1666–1671.
- D. V. V. 0126-1-1. Automatic disconnection device between a generator and the public low-voltage grid. [Online]. Available: <https://www.vde-verlag.de/standards/0100178/din-vde-v-0126-1-1-vdev-0126-1-1-2013-08.html>
- L. B. D. Prá, J. B. Dias, and A. G. Kieling, “Comparison between the energy required for production of PV module and the output energy throughout the product life time,” *Journal of Energy and Power Engineering*, vol. 9, no. 6, jun 2015.
- J. H. Wohlgemuth, “Standards for pv modules and components – recent developments and challenges: Preprint,” 10 2012. [Online]. Available: <https://www.osti.gov/biblio/1063692>
- S. Kjær, “Design and control of an inverter for photovoltaic applications,” Ph.D. dissertation, 2005.
- M. Islam, S. Mekhilef, and M. Hasan, “Single phase transformerless inverter topologies for grid-tied photovoltaic system: A review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 45, pp. 69–86, may 2015.

- X. Li, M. Su, Y. Liu, Z. Tang, Q. Zhu, and Y. Sun, "Leakage current suppression and ripple power reduction for transformer-less single-phase photovoltaic inverters," in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. IEEE, oct 2017.
- T. Kerekes, R. Teodorescu, P. Rodríguez, G. Vázquez, and E. Aldabas, "A new high-efficiency single-phase transformerless pv inverter topology," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 184–191, 2011.
- S. V. Araujo, P. Zacharias, and R. Mallwitz, "Highly efficient single-phase transformerless inverters for grid-connected photovoltaic systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 9, pp. 3118–3128, 2010.
- A. H. Sabry, Z. M. Mohammed, F. H. Nordin, N. H. Nik Ali, and A. S. Al-Ogaili, "Single-phase grid-tied transformerless inverter of zero leakage current for pv system," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 4361–4371, 2020.
- R. Gonzalez, E. Gubia, J. Lopez, and L. Marroyo, "Transformerless single-phase multilevel-based photovoltaic inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2694–2702, 2008.
- X. Yue, H. Wang, X. Zhu, X. Wei, and Y.-F. Liu, "A topology synthetization method for single-phase, full-bridge, transformerless inverter with leakage current suppression part i," *Energies*, vol. 13, no. 2, 2020. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1996-1073/13/2/434>
- T. Yang, X. Hao, R. He, Z. Wei, T. Huang, and Y. Zhang, "Hybrid modulation strategy to eliminate current distortion for pv grid-tied h6 inverter," *Applied Sciences*, vol. 8, no. 12, 2018. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2076-3417/8/12/2578>
- N. Vázquez, J. Vázquez, J. Vázquez, C. Hernández, E. Vázquez, and R. Osorio, "Integrating two stages as a common-mode transformerless photovoltaic converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 9, pp. 7498–7507, 2017.
- X. Guo, N. Wang, J. Zhang, B. Wang, and M.-K. Nguyen, "A novel transformerless current source inverter for leakage current reduction," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 50 681–50 690, 2019.
- J. C. Giacomini, L. Michels, H. Pinheiro, and C. Rech, "Active damping scheme for leakage current reduction in transformerless three-phase grid-connected PV inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 5, pp. 3988–3999, may 2018.
- W.-J. Cha, K.-T. Kim, Y.-W. Cho, S.-H. Lee, and B.-H. Kwon, "Evaluation and analysis of transformerless photovoltaic inverter topology for efficiency improvement and reduction of leakage current," *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 2, pp. 255–267, feb 2015.
- Z. Ahmad and S. Singh, "Single phase transformerless inverter topology with reduced leakage current for grid connected photovoltaic system," *Electric Power Systems Research*, vol. 154, pp. 193–203, jan 2018.
- Y. Gu, W. Li, Y. Zhao, B. Yang, C. Li, and X. He, "Transformerless inverter with virtual dc bus concept for cost-effective grid-connected pv power systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 2, pp. 793–805, 2012.

- A. Taheri, A. Rasulkhani, and H.-P. Ren, “An asymmetric switched capacitor multilevel inverter with component reduction,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 127 166–127 176, 2019.
- N. Vosoughi, S. H. Hosseini, and M. Sabahi, “Single-phase common-grounded transformer-less grid-tied inverter for PV application,” *IET Power Electronics*, vol. 13, no. 1, pp. 157–167, jan 2020.
- J. Liu, K. W. E. Cheng, and Y. Ye, “A cascaded multilevel inverter based on switched-capacitor for high-frequency AC power distribution system,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 4219–4230, aug 2014.
- J. Liu, J. Wu, J. Zeng, and H. Guo, “A novel nine-level inverter employing one voltage source and reduced components as high-frequency AC power source,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 4, pp. 2939–2947, apr 2017.
- A. Sarikhani, M. M. Takantape, and M. Hamzeh, “A transformerless common-ground three-switch single-phase inverter for photovoltaic systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 9, pp. 8902–8909, sep 2020.
- V. Gautam and P. Sensarma, “Design of cuk-derived transformerless common-grounded PV microinverter in CCM,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 8, pp. 6245–6254, aug 2017.
- Y. Tang, W. Yao, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, “Highly reliable transformerless photovoltaic inverters with leakage current and pulsating power elimination,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 2, pp. 1016–1026, feb 2016.
- T. Roy and P. K. Sadhu, “A step-up multilevel inverter topology using novel switched capacitor converters with reduced components,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 1, pp. 236–247, jan 2021.
- M. D. Siddique, B. Alamri, F. A. Salem, M. Orabi, S. Mekhilef, N. M. Shah, N. Sandeep, J. S. M. Ali, A. Iqbal, M. Ahmed, S. S. M. Ghoneim, and M. M. Al-Harhi, “A single DC source nine-level switched-capacitor boost inverter topology with reduced switch count,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 5840–5851, 2020.
- S. Ramaiah, N. Lakshminarasamma, and M. K. Mishra, “Multisource switched capacitor based boost multilevel inverter for photovoltaic-based systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 3, pp. 2558–2570, mar 2020.
- Y. P. Siwakoti and F. Blaabjerg, “A novel flying capacitor transformerless inverter for single-phase grid connected solar photovoltaic system,” in *2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. IEEE, jun 2016.
- , “Common-ground-type transformerless inverters for single-phase solar photovoltaic systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 3, pp. 2100–2111, mar 2018.
- A. Kadam and A. Shukla, “A 5-level high efficiency low cost hybrid neutral point clamped transformerless inverter for grid connected photovoltaic application,” in *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, mar 2018.

- A. A. Khan, Y. W. Lu, W. Eberle, L. Wang, U. A. Khan, and H. Cha, "Single-phase split-inductor differential boost inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 1, pp. 107–120, jan 2020.
- S. C. Richu and P. Rajeevan, "A load commutated multilevel current source inverter fed open-end winding induction motor drive with regeneration capability," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 1, pp. 816–825, jan 2020.
- S. Kjaer, J. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1292–1306, sep 2005.
- X. Guo, Y. Bai, and B. Wang, "A programmable single-phase multilevel current source inverter," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 102 417–102 426, 2019.
- Q. Wang, M. Cheng, and Y. Jiang, "Harmonics suppression for critical loads using electric springs with current-source inverters," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 4, pp. 1362–1369, dec 2016.
- M. Rajeev and V. Agarwal, "Single phase current source inverter with multiloop control for transformerless grid–PV interface," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 3, pp. 2416–2424, may 2018.
- H. Li, Y. Zeng, B. Zhang, T. Q. Zheng, R. Hao, and Z. Yang, "An improved h5 topology with low common-mode current for transformerless PV grid-connected inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 2, pp. 1254–1265, feb 2019.
- J. Wang, S. Gao, Y. Sun, Z. Ji, L. Cheng, L. Li, W. Gu, and J. Zhao, "Single phase bidirectional h6 rectifier/inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 11, pp. 10 710–10 719, nov 2019.
- Z. Tang, M. Su, Y. Sun, B. Cheng, Y. Yang, F. Blaabjerg, and L. Wang, "Hybrid UP-PWM scheme for HERIC inverter to improve power quality and efficiency," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 5, pp. 4292–4303, may 2019.
- G. Rizzoli, M. Mengoni, L. Zarri, A. Tani, G. Serra, and D. Casadei, "Comparative performance evaluation of full-bridge, h5, and h6 topologies for transformer-less solar converters," *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 1, pp. 22–29, jan 2019.
- Y. Dai, W. Li, C. Zhou, and S. Zhuang, "Research on transformerless dual-buck full-bridge grid-connected inverter with h5-type for PV systems," *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 1, pp. 44–50, jan 2019.
- G. Vazquez, P. R. Martinez-Rodriguez, J. M. Sosa, G. Escobar, M. A. Juarez, and A. A. Valdez, "H5-HERIC based transformerless multilevel inverter for single-phase grid connected PV systems," in *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, nov 2015.
- X. Guo and X. Jia, "Hardware-based cascaded topology and modulation strategy with leakage current reduction for transformerless PV systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 12, pp. 7823–7832, dec 2016.

- C. Liu, Y. Wang, J. Cui, Y. Zhi, M. Liu, and G. Cai, "Transformerless photovoltaic inverter based on interleaving high-frequency legs having bidirectional capability," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 2, pp. 1131–1142, feb 2016.
- J. Almazan, N. Vazquez, C. Hernandez, J. Alvarez, and J. Arau, "A comparison between the buck, boost and buck-boost inverters," in *7th IEEE International Power Electronics Congress. Technical Proceedings. CIEP 2000 (Cat. No.00TH8529)*. IEEE.
- Y. Tang, X. Dong, and Y. He, "Active buck–boost inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 9, pp. 4691–4697, sep 2014.
- L. Gu and W. Zhu, "Single-stage high-frequency-isolated three-phase four-leg buck–boost inverter with unbalanced load," *IET Power Electronics*, vol. 13, no. 1, pp. 23–31, jan 2020.
- F. Yalcin, U. Arifoglu, I. Yazici, and K. Erin, "Robust single-phase inverter based on the buck–boost converter through an efficient hybrid control," *IET Power Electronics*, vol. 13, no. 1, pp. 50–59, jan 2020.
- X. Guo and R. He, "Leakage current reduction of z-source four-leg inverter for transformerless pvssystem," in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, mar 2017.
- A. Kumar and P. Sensarma, "New switching strategy for single-mode operation of a single-stage buck–boost inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 7, pp. 5927–5936, jul 2018.
- A. A. Khan and H. Cha, "Dual-buck-structured high-reliability and high-efficiency single-stage buck–boost inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 4, pp. 3176–3187, apr 2018.
- S. Huang, F. Tang, Z. Xin, Q. Xiao, and P. C. Loh, "Grid-current control of a differential boost inverter with hidden lcl filters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 1, pp. 889–903, jan 2019.
- A. A. Khan, Y. W. Lu, W. Eberle, L. Wang, U. A. Khan, M. Agamy, and H. Cha, "Single-stage bidirectional buck–boost inverters using a single inductor and eliminating the common-mode leakage current," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 2, pp. 1269–1281, feb 2020.
- T. Nguyen-Van, R. Abe, and K. Tanaka, "A digital hysteresis current control for half-bridge inverters with constrained switching frequency," *Energies*, vol. 10, no. 10, 2017. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1996-1073/10/10/1610>
- J. Roy, Y. Xia, and R. Ayyanar, "Half-bridge voltage swing inverter with active power decoupling for single-phase PV systems supporting wide power factor range," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 8, pp. 7450–7461, aug 2019.
- C.-M. Wang and T.-J. Chen, "Novel single-stage half-bridge series-resonant buck-boost inverter," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 40, no. 4, pp. 1262–1270, oct 2004.
- C. N. M. Ho and K. K. M. Siu, "Manitoba inverter—single-phase single-stage buck-boost VSI topology," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 4, pp. 3445–3456, apr 2019.

- S. K. Kuncham, K. Annamalai, and N. Subrahmanyam, "A two-stage t-type hybrid five-level transformerless inverter for PV applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 9, pp. 9510–9521, sep 2020.
- X. Hu, W. Liang, B. Gao, P. Ma, and Y. Zhang, "Integrated step-up non-isolated inverter with leakage current elimination for grid-tied photovoltaic system," *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 14, pp. 3749–3757, oct 2019.
- Y. Liu, B. Ge, X. Li, and Y. Xue, "Common mode voltage reduction of single-phase quasi-z-source inverter-based photovoltaic system," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 154 572–154 580, 2019.
- B. Yang, W. Li, Y. Gu, W. Cui, and X. He, "Improved transformerless inverter with common-mode leakage current elimination for a photovoltaic grid-connected power system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 752–762, feb 2012.
- J.-M. Shen, H.-L. Jou, and J.-C. Wu, "Novel transformerless grid-connected power converter with negative grounding for photovoltaic generation system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 4, pp. 1818–1829, apr 2012.
- H. Xiao, S. Xie, Y. Chen, and R. Huang, "An optimized transformerless photovoltaic grid-connected inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1887–1895, may 2011.
- S. Iturriaga-Medina, C. A. Limones-Pozos, P. R. Martinez-Rodriguez, G. Escobar, J. M. Sosa, A. A. Valdez-Fernandez, and J. F. Martinez-Garcia, "A comparative analysis of grid-tied single-phase transformerless five-level NPC-based inverters for photovoltaic applications," in *2016 13th International Conference on Power Electronics (CIEP)*. IEEE, jun 2016.
- G. Vazquez, J. M. Sosa, M. A. Juarez, P. R. Martinez-Rodriguez, and G. Escobar, "A modulation strategy for a single-phase transformerless multilevel inverter with dual bidirectional switch," in *2018 AEIT International Annual Conference*. IEEE, oct 2018.
- S. Jain and V. Sonti, "A highly efficient and reliable inverter configuration based cascaded multilevel inverter for PV systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 4, pp. 2865–2875, apr 2017.
- F. K. Moghaddam and H. Iman-Eini, "Reliable simple method for suppression of leakage current in grid-connected CHB inverters," *IET Power Electronics*, vol. 11, no. 13, pp. 2170–2177, oct 2018.
- M. T. Azary, M. Sabahi, E. Babaei, and F. A. A. Meinagh, "Modified single-phase single-stage grid-tied flying inductor inverter with MPPT and suppressed leakage current," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 1, pp. 221–231, jan 2018.
- M. H. Mondol, M. R. Tur, S. P. Biswas, M. K. Hosain, S. Shuvo, and E. Hossain, "Compact three phase multilevel inverter for low and medium power photovoltaic systems," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 60 824–60 837, 2020.
- A. Cervone, G. Brando, O. Dordevic, A. D. Pizzo, and S. Meo, "An adaptive multistep balancing modulation technique for multipoint-clamped converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 1, pp. 465–476, Jan. 2020.

- F. Wu, X. Li, F. Feng, and H. B. Gooi, "Modified cascaded multilevel grid-connected inverter to enhance european efficiency and several extended topologies," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 11, no. 6, pp. 1358–1365, Dec. 2015.
- W. Cui, H. Luo, Y. Gu, W. Li, B. Yang, and X. He, "Hybrid-bridge transformerless photovoltaic grid-connected inverter," *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 3, pp. 439–446, Mar. 2015.
- L. Zhou, F. Gao, and T. Xu, "Implementation of active npc circuits in transformer-less single-phase inverter with low leakage current," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 6, pp. 5658–5667, Nov. 2017.
- C. A. Rojas, M. Aguirre, S. Kouro, T. Geyer, and E. Gutierrez, "Leakage current mitigation in photovoltaic string inverter using predictive control with fixed average switching frequency," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 12, pp. 9344–9354, Dec. 2017.
- J. F. Ardashir, M. Sabahi, S. H. Hosseini, F. Blaabjerg, E. Babaei, and G. B. Gharehpetian, "A single-phase transformerless inverter with charge pump circuit concept for grid-tied pv applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 7, pp. 5403–5415, Jul. 2017.
- V. Samano-Ortega, A. Padilla-Medina, M. Bravo-Sanchez, E. Rodriguez-Segura, A. Jimenez-Garibay, and J. Martinez-Nolasco, "Hardware in the loop platform for testing photovoltaic system control," *Applied Sciences*, vol. 10, no. 23, p. 8690, Dec. 2020.
- S. Selvaperumal, S. Muralidharan, P. N. Pugazhenthii, G. Prabhakar, J. Nazaren, P. P. Gnanas-kanda, and P. K. Samy, "Performance investigation of she pwm implementation of ga based lcl resonant inverter in marine applications," 2017.
- L. Huang, H. Xin, and F. Dorfler, "H ∞ -control of grid-connected converters: Design, objectives and decentralized stability certificates," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 11, no. 5, pp. 3805–3816, Sep. 2020.