

INSTITUTO TECNOLÓGICO SUPERIOR DE IRAPUATO



ESTUDIOS CON RECONOCIMIENTO DE VALIDEZ OFICIAL NÚMERO 11-00065

INVERSOR TIPO T CONECTADO A LA RED ELÉCTRICA CON FILTRO LCL PARA LA INYECCIÓN DE POTENCIA

OPCIÓN I: TESIS PROFESIONAL

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE MAESTRO EN INGENIERÍA

PRESENTA:

DIANA CECILIA VALDÉS DELGADO

**DIRECTOR DE TESIS:
DR. JOSÉ MIGUEL SOSA ZÚÑIGA**



Constancia de aprobación de la tesis

La tesis **Inversor tipo T conectado a la red eléctrica con filtro LCL para la inyección de potencia** presentada para obtener el Grado de Maestro en Ingeniería con la opción en Potencia fue elaborada por el **Ing. Diana Cecilia Valdés Delgado** y aprobada el **18 de diciembre de 2020** por los suscritos, designados por el Consejo de Posgrado de la Maestría en Electrónica del Instituto Tecnológico Superior de Irapuato.

Dr. José Miguel Sosa Zúñiga
(Director de la tesis)

Dr. Gerardo Vázquez Guzmán
(Sinodal)

M.C. José Juan Alfaro Rodríguez
(Sinodal)

Dr. Gilberto Muñoz Moreno
(Sinodal)



Constancia de aprobación de la tesis

La tesis **Inversor tipo T conectado a la red eléctrica con filtro LCL para la inyección de potencia** presentada para obtener el Grado de Maestro en Ingeniería con la opción en Potencia fue elaborada por el **Ing. Diana Cecilia Valdés Delgado** y aprobada el **16 de junio de 2020** por los suscritos, designados por el Consejo de Posgrado de la Maestría en Electrónica del Instituto Tecnológico Superior de Irapuato.

Dr. José Miguel Sosa Zúñiga
(Director de la tesis)

Dr. Gerardo Vázquez Guzmán
(Sinodal)

M.C. José Juan Alfaro Rodríguez
(Sinodal)

Dr. Gilberto Muñoz Moreno
(Sinodal)

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a Dios por haberme permitido llegar hasta este punto y haberme dado salud para lograr mis objetivos.

A mis padres Jeronimo y Sandra por ser el pilar fundamental en todo lo que soy, en toda mi educación, tanto académica, como de la vida, por su incondicional apoyo perfectamente mantenido a traves del tiempo.

A mi asesor Dr. José Miguel Sosa Zuñiga por compartir sus conocimientos y orientación que me brindo durante el desarrollo de mis estudios profesionales y para la elaboración de este trabajo de tesis. Además le agradezco el inculcar un sentido de seriedad, persistencia, responsabilidad y rigor académico. Al cuerpo académico Dr. Gerardo Vázquez Guzmán, Dr. Mario Alberto Juárez Balderas, M. I. J. Sacramento Solórzano Lujano, Dr. Adolfo Rafael López Nuñez, Dr. Gilberto Muñoz Moreno M.C. y José Juan Alfaro Rodríguez por su apoyo y motivación para la culminación y elaboración de esta tesis, por su tiempo compartido y por impulsar el desarrollo e innovación de la investigación.

Al M.I. Cesar A. Limones Pozos, quien se ha tomado el arduo trabajo de transmitirme sus diversos conocimientos, con mucha paciencia y tolerancia. Por su apoyo y motivación para la elaboración de esta tesis, por forjarme de carácter en mi desarrollo profesional.

De la misma manera, le agradezco al Dr. Pánfilo R. Martínez Rodríguez ya que creyó en mí y en el proyecto desde un inicio, por los conocimientos, consejos, confianza que compartió conmigo y exigir siempre lo mejor de mí. Al M.I. Samuel Iturriaga por su apoyo y amistad, de igual manera a mis compañeros Carlos y Osiel por ser siempre un buen equipo y por compartir sus conocimientos

A mis hermanos Lorena, Enrique y Paola por estar conmigo y apoyarme siempre. A mi sobrino, Javier, para que vea en mí un ejemplo a seguir. A mis amigos y familiares con los que compartí grandes momentos en esta carrera de la vida y los cuales estuvieron apoyándome en todo momento.

Diana Cecilia Valdés Delgado, Irapuato, Guanajuato, México, Diciembre 2020.

Índice general

<i>Resumen</i>	IX
<i>Abstract</i>	X
<i>Notación</i>	XI
<i>Índice de figuras</i>	XIII
<i>1.. Introducción</i>	1
1.1. Energía solar fotovoltaica	2
1.2. Tipos de sistemas fotovoltaicos	3
1.3. Inversores fotovoltaicos conectados a la red eléctrica	6
1.4. Tipos de interfaz con la red	7
1.5. Arquitectura de inversores conectados a red eléctrica	9
1.6. Clasificación de inversores conectados a red eléctrica	12
1.7. Contexto de desarrollo de la tesis	16
<i>2.. Conceptos básicos de inyección de potencia a la red eléctrica</i>	19
2.1. Fundamentos de la calidad de la energía	19
2.2. Conceptos básicos de potencia	21

2.3. Convertidores DC-AC	24
2.4. Control de inversores conectados a la red eléctrica	38
3.. <i>Análisis y modelo de convertidores con enclavamiento al punto neutro</i>	41
3.1. Descripción y modelo del inversor con filtro LCL	41
3.2. Objetivos del control	44
3.3. Suposiciones para el desarrollo de la ley de control	45
3.4. Modelo de error	45
3.5. Diseño del control	46
4.. <i>Implementación</i>	53
4.1. Implementación física	53
4.2. Etapa de sensado y acondicionamiento de señales	54
4.3. Tarjeta de sensado	55
4.4. Tarjeta de control	57
4.5. Etapa de potencia	59
5.. <i>Resultados numéricos de simulación</i>	63
5.1. Implementación física	63
6.. <i>Conclusiones</i>	73
7.. <i>Productividad académica</i>	75
8.. <i>Anexos.</i>	77

Bibliografía 77

RESUMEN

El presente documento de tesis tiene como objetivo el estudio y la validación de una ley de control para inversores con conexión al punto neutro y conectados a la red eléctrica mediante un filtro LCL con aplicación de inyección de potencia activa. Las topologías de los convertidores que se estudian son el inversor tipo T y el inversor NPC. La inyección de potencia activa a la red eléctrica se consigue mediante un controlador basado en el modelo de sistema que se puede utilizar directamente en los dos convertidores estudiados. El acoplamiento entre el inversor y la red eléctrica sin transformador se realiza con un filtro LCL que también permite una mejor mitigación de las componentes a la frecuencia de conmutación comparado, por ejemplo, con un filtro inductivo. El uso del filtro LCL permite tener sistemas de tamaño y coste reducidos en comparación con los sistemas conectados a red con transformador o sin transformador y con filtro inductivo. El controlador, además de asegurar la estabilidad al mitigar la frecuencia de resonancia inherente al filtro LCL, tiene dos objetivos que se deben cumplir en lazo cerrado. El primer objetivo es que la corriente inyectada esté en fase con la componente fundamental del voltaje de la red eléctrica. Esto garantiza que sólo se transfiera potencia activa a la red eléctrica. El segundo objetivo es garantizar el balance en el voltaje de los capacitores para asegurar una forma de onda de voltaje solamente con componente de AC. Se presentan los resultados de simulación numérica para validar el controlador propuesto en cada uno de los dos inversores en condiciones de funcionamiento comparables.

ABSTRACT

The objective of this thesis document is the study and validation of a control law for inverters with connection to the neutral point and connected to the electrical grid by means of an LCL filter with applications in active power injection. The topologies of the converters studied are the type T inverter and the NPC inverter. The injection of active power to the electrical grid is achieved by a controller based on the system model that can be used directly in the two converters studied. The coupling between the inverter and the electrical grid without transformer is done with an LCL filter that also allows better mitigation of the components at the switching frequency compared, for example, with an inductive filter. The use of the LCL filter allows to have systems of reduced size and cost compared to the grid connected systems with transformer or without transformer and with inductive filter. The controller, in addition to ensuring stability by mitigating the resonance frequency inherent to the LCL filter, has two objectives that must be met in a closed loop. The first objective is that the injected current is in phase with the fundamental component of the voltage of the electrical grid. This ensures that only active power is transferred to the electrical grid. The second objective is to guarantee the balance in the voltage of the capacitors to ensure a voltage waveform with only AC component. The numerical simulation results are presented to validate the proposed controller in each of the two inverters under comparable operating conditions.

NOTACIÓN

Acrónimos frecuentes

AC	Alternating Current (corriente alterna)
CSI	Current Source Inverter (Inversor Fuente de Corriente)
DC	Direct Current (Corriente directa)
IGBT	Isolated Gate Bipolar Transistor (Transistor Bipolar de Compuerta Aislada)
L	Inductor
LCL	Inductor-Capacitor-Inductor
L	Inductor
PI	Proportional-Integrative (Proporcional-integral)
PV	Panel Fotovoltaico
PWM	Pulse Width Modulation (Modulación de ancho de pulso)
RMS	Root Mean Square (Raíz cuadrática media)
THD	Total Harmonic Distortion (Distorsión armónica total)
VSI	Voltage-Source Inverter (Inversor de fuente de voltaje)

Simbolos matemáticos comunes

\triangleq	“definido como”
$(\dot{\cdot})$	derivada con respecto al tiempo
$(\hat{\cdot})$	valor estimado de (\cdot)
$(\cdot)^*$	referencia externa designada
$(\tilde{\cdot})$	error entre la medida y la referencia

Variables usadas frecuentemente

e_u	Variable de control del convertidor
v_{DC}	voltaje del bus de DC
v_S	voltaje de línea
$v_{S,1}$	voltaje fundamental de línea
i_S	corriente de línea
C_b	capacitancia base
L_b	inductancia base
ω_S	frecuencia de la red eléctrica
ω_{res}	frecuencia de resonancia
f_{SW}	frecuencia de conmutación

Índice de figuras

1.1. Esquema de conexión de un sistema fotovoltaico aislado.	4
1.2. Esquema de conexión de un sistema fotovoltaico conectado a la red.	5
1.3. Estructura de un sistema fotovoltaico (SFV).	6
1.4. Inversores de fuente de corriente.	8
1.5. Inversores de fuente de voltaje.	8
1.6. Arquitectura de un inversor central.	9
1.7. Arquitectura descentralizada.	11
1.8. Arquitectura AC module.	12
1.9. Arquitectura AC serie.	13
1.10. Conexión de inversor con transformador a baja frecuencia.	13
1.11. Conexión de inversor con transformador a alta frecuencia.	14
1.12. Conexión de inversor sin transformador.	15
1.13. Trayectoria de la corriente de fuga en un inversor conectado a la red.	16
2.1. Inversor puente H.	25
2.2. Inversor H5.	28
2.3. Inversor HERIC.	29
2.4. Inversor NPC.	30

2.5. Inversor tipo T.	32
2.6. Filtros de acoplamiento a la red eléctrica, a) Filtro L, b) Filtro LC, c) Filtro LCL.	35
2.7. Inversor conectado a la red con un filtro L.	35
2.8. Inversor conectado a la red con un filtro LCL.	36
2.9. Esquema de control en un inversor conectado a la red eléctrica.	40
3.1. Inversores monofásicos, a) Tipo T, b) NPC.	42
3.2. Modelo equivalente del convertidor conectado a la red con filtro LCL.	43
3.3. Circuito equivalente para la topología tipo T.	50
3.4. Esquema a bloques del controlador para inyección de potencia activa.	52
4.1. Diagrama de bloques del prototipo para la implementación física.	54
4.2. Circuitos eléctricos para medición de a) corriente, b) voltaje.	56
4.3. Circuito buffer.	58
4.4. Circuito de tiempos muertos.	59
4.5. Circuito para la activación de los emisores de fibra óptica.	59
4.6. Diseño del PCB de la tarjeta DS1104.	60
4.7. Circuito receptor de fibra óptica.	61
4.8. Diagrama eléctrico para el optoacoplador.	61
4.9. Alimentación principal.	62
5.1. Convertidores conectados a un filtro LCL, (a) Inversor tipo T, (b) inversor NPC.	64
5.2. (De arriba abajo) corriente de salida del inversor NPC, corriente inyectada a la red y voltaje del capacitor del filtro.	65

5.3. (De arriba abajo) corriente de salida del inversor tipo T, corriente inyectada a la red y voltaje del capacitor del filtro.	65
5.4. (De arriba abajo) de 350 W a 700W, voltaje de red, corriente de red y voltaje de salida del inversor NPC.	66
5.5. (De arriba abajo) de 700 W a 3500W, voltaje de red, corriente de red y voltaje de salida del inversor NPC.	66
5.6. (De arriba abajo) de 350 W a 700W, voltaje de red, corriente de red y voltaje de salida del inversor tipo T	67
5.7. (De arriba abajo) de 700 W a 350W, voltaje de red, corriente de red y voltaje de salida del inversor tipo T	67
5.8. (De arriba abajo) voltaje de C_1 , voltaje de C_2 , diferencias de los voltajes del inversor tipo T	68
5.9. (De arriba abajo) voltaje de C_1 , voltaje de C_2 , diferencias de los voltajes del inversor NPC	69
5.10. (De arriba abajo), corriente de salida del inversor, corriente inyectada a la red eléctrica, voltaje del capacitor C del inversor tipo T	70
5.11. (De arriba abajo), corriente de salida del inversor, corriente inyectada a la red eléctrica, voltaje del capacitor C del inversor NPC	70
5.12. (De arriba abajo), voltaje de la red eléctrica, componente fundamental de la red eléctrica, corriente inyectada a la red eléctrica, corriente de referencia del inversor tipo T	71
5.13. (De arriba abajo), voltaje de la red eléctrica, componente fundamental de la red eléctrica, corriente inyectada a la red eléctrica, corriente de referencia del inversor NPC	71

1. INTRODUCCIÓN

A nivel mundial, el aprovechamiento de las energías renovables ha crecido de manera importante en los últimos años. La volatilidad de los precios de los combustibles convencionales, la lucha contra el cambio climático y la búsqueda de nuevas oportunidades de negocio son algunos de los factores que han impulsado este crecimiento.

Actualmente el sistema energético mexicano está basado principalmente en combustibles fósiles que generan enormes cantidades de gases contaminantes y consumen muchos otros insumos, como el agua. El uso de fuentes de energía renovables reduce en gran medida los problemas ambientales ocasionados por las formas convencionales de generación de energía. En el caso específico de la energía solar, México es uno de los cinco países con mayor potencial en el mundo. La cantidad de energía solar promedio que se recibe en el país es de 5 kWh por cada metro cuadrado al día, por lo que se estima que el potencial solar bruto representa alrededor de 50 veces el total de energía eléctrica generada en el país [1].

Por ende, la investigación ha favorecido el desarrollo de nuevas tecnologías, que sin lugar a dudas responde a las necesidades que surgen día a día. El sector energético ha tenido un gran avance gracias a la integración de fuentes renovables de energía y a los nuevos esquemas de distribución. Recientemente, distintos sistemas de generación de energía renovable han sido usados y entre los más innovadores están los sistemas de turbinas eólicas, sistemas de energía solar, las celdas de combustible [2].

Las aplicaciones de sistemas de energía solar se concentran más en sistemas fotovoltaicos, los cuales son la principal fuente alternativa y renovable para la generación de energía eléctrica, debido principalmente a su confiabilidad, operación silenciosa, fácil instalación y la posibilidad de que la instalación pueda estar cerca de los usuarios. Además, los recientes avances tecnológi-

cos en los procesos de fabricación de los paneles solares han permitido una reducción de costos que ha motivado la inversión en este tipo de sistemas.

1.1. Energía solar fotovoltaica

La energía solar fotovoltaica pertenece al grupo de las energías renovables. Es un tipo de energía que se obtiene gracias al uso de celdas fotoeléctricas, que convierten la luz proveniente del sol en energía eléctrica. Algunos ejemplos de utilización de energía solar fotovoltaica son los siguientes [3]:

- Alimentación de sistemas de energía
- Alimentación alumbrado aislado
- Venta de electricidad a compañías eléctricas

La energía solar fotovoltaica presenta numerosas ventajas frente a otros tipos de obtención de energía [4]:

- Los costos de funcionamiento y mantenimiento de los paneles fotovoltaicos se consideran bajos. Casi insignificantes, en comparación con los costos de otros sistemas de energía renovables, además que son totalmente silenciosos y no producen ningún tipo de ruido.
- Los paneles fotovoltaicos no tienen piezas mecánicamente móviles, excepto en los casos de bases mecánicas de seguimiento solar. Debido a ello tienen muchas menos roturas y requieren menos mantenimiento que otros sistemas de energía renovable (por ejemplo, los aerogeneradores).
- Se trata de una energía especialmente apropiada para redes inteligentes con generación de energía distribuida.
- Durante la generación de electricidad con paneles fotovoltaicos no hay emisiones nocivas de gases de efecto invernadero, por lo que este tipo de energía es adecuada para el medio ambiente.

Por ello la energía solar fotovoltaica es una de las más empleadas en la actualidad, ya que ofrece una alternativa muy prometedora. Este tipo de energía renovable está teniendo un amplio desarrollo, favorecido por la concienciación de los gobiernos y otras organizaciones para preservar el medio ambiente, razón por la que cada vez se dan más ayudas y subvenciones para potenciar este tipo de instalaciones.

En el pasado la energía solar fotovoltaica se ha utilizado como fuente de alimentación solamente para algunas cargas, tales como satélites o en zonas alejadas de las fuentes de la energía convencional. Actualmente, de la preocupación medioambiental de la sociedad, surgió el interés por las energías renovables o limpias como solar y eólica, presentándose como la solución energética de la sociedad actual y futura[6].

La energía que proviene de la generación de sistemas fotovoltaicos puede ser una solución para la producción de electricidad para muchas aplicaciones en países en vías de desarrollo, donde una gran parte de la población vive sin acceso a la electricidad. Básicamente la energía solar fotovoltaica se distingue en dos tipos de aplicaciones: los sistemas aislados y los sistemas conectados a la red [7].

1.2. Tipos de sistemas fotovoltaicos

1.2.1. Sistemas fotovoltaicos aislados

Estas instalaciones fotovoltaicas son ideales en regiones donde la conexión a la red eléctrica no es posible, o bien no está prevista la construcción de una red eléctrica debido a los altos costos de desarrollo de la construcción de esta. También se utilizan normalmente para proporcionar electricidad a usuarios con pequeños consumos de energía, para los cuales no les compensa pagar el coste de conexión a la red eléctrica. Según algunos estudios, a partir de distancias de más de 3 km de la red eléctrica existente, podría ser conveniente la instalación de este tipo de sistemas. Los sistemas fotovoltaicos aislados como se muestra en la Figura 1.1, están compuestos por [8]:

- Módulos fotovoltaicos
- Regulador de carga
- Batería de acumulación

- Inversor fotovoltaico

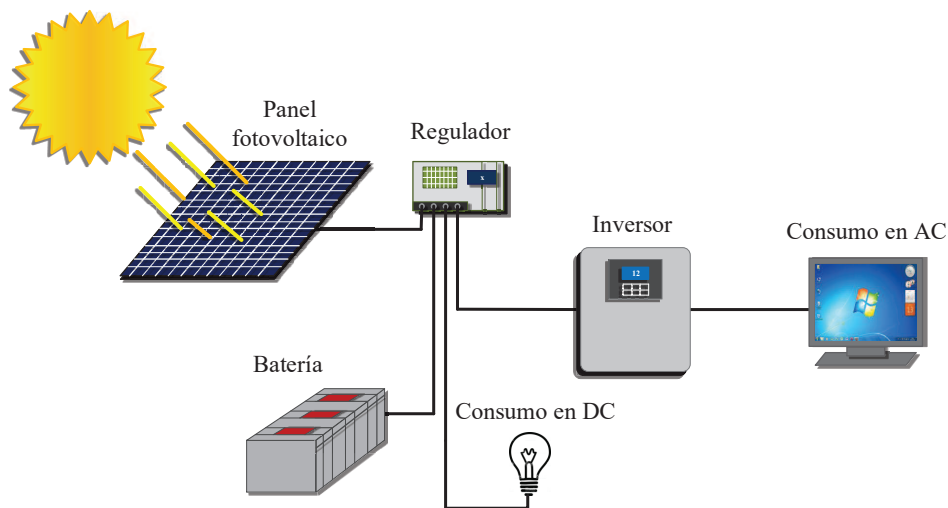


Fig. 1.1: Esquema de conexión de un sistema fotovoltaico aislado.

El funcionamiento de este tipo de sistema trata desde que la energía producida por los módulos fotovoltaicos es almacenada en la batería de acumulación. La carga demandada por el consumidor es alimentada a través de un regulador de carga, el cual protege a las baterías de acumulación de los posibles excesos de carga por parte del generador fotovoltaico, como de la posible descarga por exceso de uso. Tanto el exceso de carga como la excesiva descarga de los acumuladores son nocivos para el correcto funcionamiento de las baterías. La carga que atraviesa el regulador de carga es en corriente continua, pero para poder alimentar algunos aparatos del usuario (TV, cargadores eléctricos de dispositivos con baterías, hornos eléctricos o de microondas, equipos de refrigeración, etc.) es necesario emplear corriente alterna. Esta transformación es llevada a cabo gracias a los inversores. El inversor ha de estar dimensionado para poder alimentar directamente la carga eléctrica que se le quiere conectar. Si se quisiera alimentar cargas en corriente continua, como las bombillas, no sería necesario la existencia de un inversor [9].

1.2.2. Sistemas fotovoltaicos conectados a red eléctrica

Este tipo de sistema fotovoltaico vierte a la red eléctrica parte, o la totalidad de la energía que genera en sus paneles solares. No es necesario la existencia de acumuladores en estos sistemas debido a que se tiene el respaldo de la red eléctrica tradicional. Las principales ventajas son que permite una generación distribuida, con esto se consigue minimizar pérdidas en el transporte y ahorrar en nuevas instalaciones, otra ventaja es la producción máxima en las horas centrales

del día, con ello se introduce una gran cantidad de energía en esas horas y esto permite obtener mayores beneficios económicos [10]. Para estos sistemas es necesario conectar las líneas de distribución, cumpliendo con la normativa de la compañía eléctrica. Los principales componentes que conforman un sistema fotovoltaico conectado a red son,

- Módulos fotovoltaicos
- Inversor para conexión a la red
- Etapa de acoplamiento a la red
- Medidor bidireccional

Su funcionamiento comienza una vez que la energía se genera en el panel fotovoltaico, el cual se encarga de convertir la radiación luminosa emitida por el sol en energía eléctrica en su forma de corriente, un convertidor DC/AC (inversor) se encarga de convertir la corriente directa en corriente alterna y un circuito de acoplamiento que tiene como objetivo de acoplar la salida del convertidor con la red eléctrica como se muestra en la Figura 1.2. El acoplamiento se suele implementar con aislamiento galvánico, por ejemplo, por medio de un transformador es la manera común, sin embargo se puede usar un acoplamiento sin transformador usando filtros construidos con elementos pasivos [8]-[9].

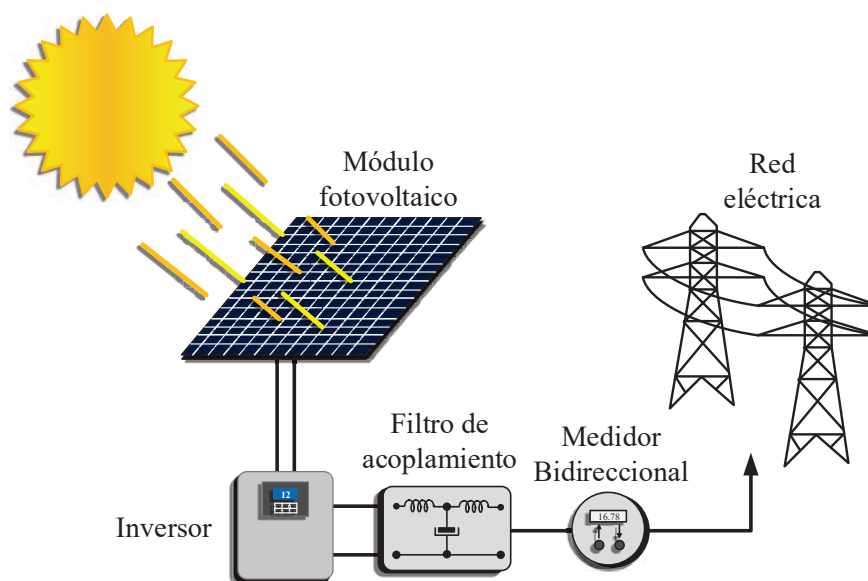


Fig. 1.2: Esquema de conexión de un sistema fotovoltaico conectado a la red.

Ya que el uso del transformador de baja frecuencia implica una reducción de alrededor del 2 % en la eficiencia total del sistema, además su tamaño es grande, produce ruido, es voluminoso e introduce costos adicionales [11]. En la actualidad la tendencia en la implementación de la conexión a la red eléctrica es el uso de topologías dedicadas a mejorar la eficiencia, las cuales permiten conectar el sistema fotovoltaico (FV) a la red eléctrica sin el uso de un transformador [12] - [17]. Sin embargo, la ausencia de aislamiento galvánico genera nuevos problemas por ello se han propuesto diferentes topologías de convertidores DC-AC [10] - [16]. Inicialmente y aún en la actualidad algunos inversores se diseñan usando topologías convencionales como los inversores tipo puente, tanto para sistemas monofásicos como para sistemas trifásicos [13].

1.3. Inversores fotovoltaicos conectados a la red eléctrica

En primer lugar, para generar la electricidad solar fotovoltaica se necesita un generador fotovoltaico, es decir, un conjunto de paneles solares conectados entre ellos. En segundo lugar, para transformar la corriente continua DC producida por el generador fotovoltaico en corriente alterna AC con las mismas características que la de la red convencional (corriente alterna a 127 VRMS y frecuencia de 60Hz) se necesita un inversor [18].

Los inversores fotovoltaicos para conexión a la red eléctrica sin transformador se caracterizan por operar conectados directamente al generador fotovoltaico. El inversor se instala entre el generador fotovoltaico y el punto de conexión a la red mediante un filtro de acoplamiento como se muestra en la Figura 1.3. La energía solar transformada por el generador fotovoltaico y el inversor en energía eléctrica en su forma de AC se transfiere a la red eléctrica por esquemas apropiados que aseguren su aprovechamiento.

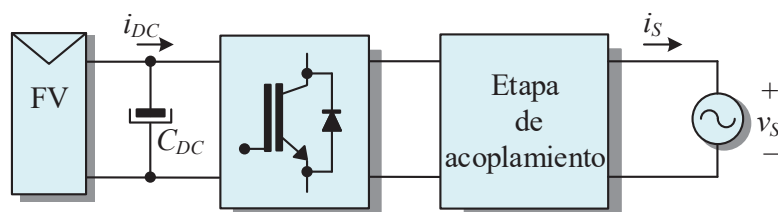


Fig. 1.3: Estructura de un sistema fotovoltaico (SFV).

Para optimizar el grado de aprovechamiento del generador FV, los inversores deben seguir el punto de máxima potencia. Además, deben trabajar con el máximo rendimiento, generando

energía con una determinada calidad (baja distorsión armónica, elevado factor de potencia, bajas interferencias electromagnéticas) y también cumplir determinadas normas de seguridad (para personas, equipos y la red eléctrica).

En inversores conectados a la red eléctrica, la corriente inyectada debe ser lo más sinusoidal posible. El inversor en fuente de tensión genera en su salida una tensión en ancho de pulsos modulados (PWM), incompatibles con tensiones sinusoidales de la red. Para ello, se coloca entre cada salida del inversor y cada fase de la red (inversor monofásico o trifásico) un circuito de elementos pasivos que permiten el acoplamiento el cual actúa como un filtro y permite al inversor suministrar a la red corrientes sinusoidales.

Convencionalmente, los inversores conectados a la red con acoplamiento inductivo [2] - [4] se han aplicado ampliamente para inyección de potencia activa. Sin embargo, el acoplamiento tiene ciertos problemas entre los principales se encuentran que el filtro inductivo L puede ser costoso y de gran dimensión comparado con otras soluciones. Además su respuesta de dinámica puede ser muy lenta para aplicaciones de gran potencia y también se produce una caída de alta tensión en el filtro L [18].

Una solución avanzada es remplazar el filtro L por un filtro LCL, el cual se ha utilizado para corregir las corrientes de salida de la fuente de voltaje del inversor (VSI). En comparación con el filtro L, el LCL es más efectivo para la reducir los armónicos de la conmutación, pero tiene un problema de resonancia. Además, el proceso de diseño que determina los valores de los parámetros del filtro LCL es bastante complejo a comparación con el filtro L [17].

1.4. Tipos de interfaz con la red

El objetivo del inversor es inyectar una corriente sinusoidal a la red. La Figura 1.4, muestra dos posibilidades del inversor monofásico conectado a la red. Las topologías de la Figura 1.4 (a) y la Figura 1.4 (b) muestran inversores conmutados en fuente de corriente (CSI, Current Source Inverter). La corriente en el circuito de potencia está modulada y controlada para seguir una señal sinusoidal rectificadas mientras el inversor se encarga de regenerar una corriente sinusoidal e inyectarla en la red.

La señal de control de los interruptores de potencia (o semiconductores de potencia) en un inversor CSI y la referencia de la corriente de la red se basa en general en la medida de la

tensión de la red o la detección del cruce por cero. Esto puede generar problemas en la calidad de la energía. Según [23], la razón de estos problemas, son el alto contenido de armónicos.

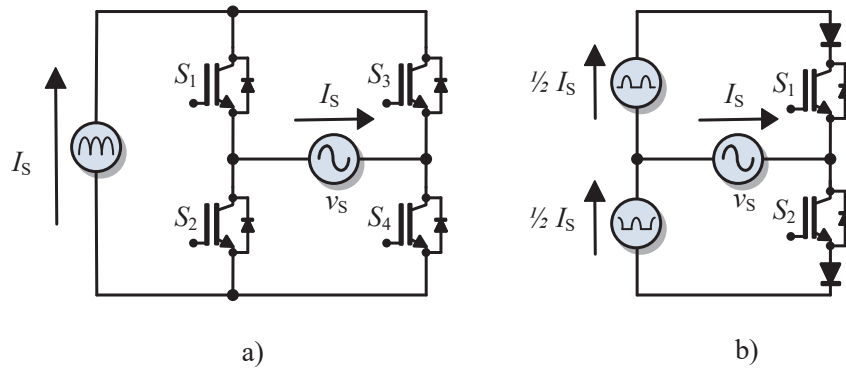


Fig. 1.4: Inversores de fuente de corriente.

La topología de la Figura 1.5 (a) es un inversor VSI, Voltage Source Inverter, en puente completo que puede generar una corriente sinusoidal. Para su control, suele aplicarse una modulación del ancho del pulso, o un control por histéresis [20]- [22].

La topología en Figura 1.5 (b), es un inversor VSI medio puente de tres niveles de tensión a través la red y la inductancia. Esta topología tiene la ventaja principal de que la frecuencia de conmutación de cada interruptor de potencia puede reducirse y con esto se garantiza una buena calidad de energía.

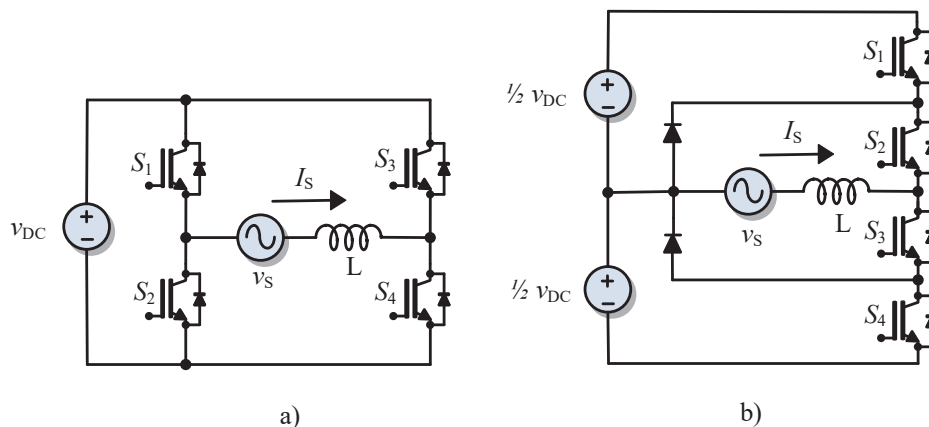


Fig. 1.5: Inversores de fuente de voltaje.

1.5. Arquitectura de inversores conectados a red eléctrica

Los sistemas fotovoltaicos conectados a la red se pueden clasificar dependiendo de la topología de la conexión del inversor respecto a la conexión de los paneles fotovoltaicos.

1.5.1. Arquitectura de inversor centralizado

La primera topología de inversores conectados a la red, se basa en un inversor centralizado que se utiliza como interfaz entre los paneles fotovoltaicos (FV) y la red, esta topología se muestra en la Figura 1.6. Los módulos FV están divididos en ramas de conexión serie. Cada conexión serie genera un nivel suficientemente alto de tensión. Las ramas de conexión serie de los módulos FV se conectan en paralelo con el fin de alcanzar altos niveles de corriente y, por tanto, de potencia 10kW- 250kW [24], [26].

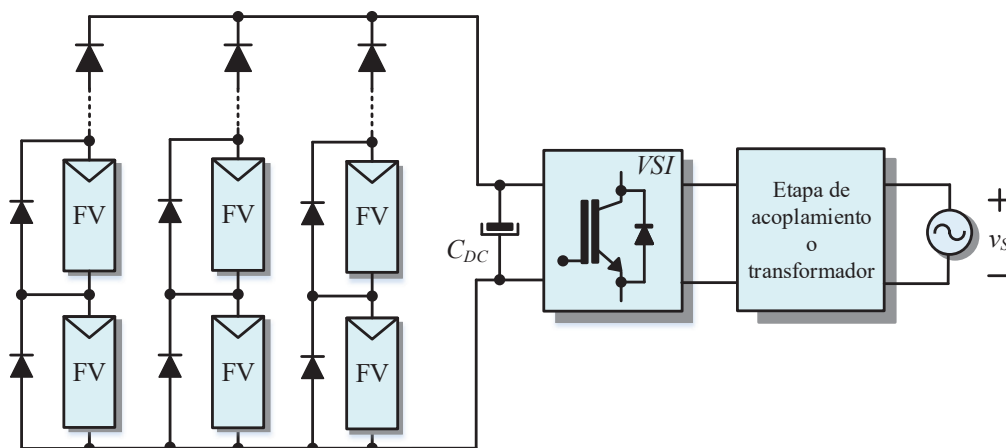


Fig. 1.6: Arquitectura de un inversor central.

Esta estructura es la más adecuada para sistemas fotovoltaicos conectados a la red eléctrica por su bajo costo, ya que se tiene solo una etapa de conversión de DC-AC, es decir, solo se necesita un inversor. Sin embargo, cuando el número de paneles aumenta, es difícil que todos los paneles tengan las mismas condiciones de irradiancia y temperatura [23]-[25]. Por otra parte, la diferencia en las condiciones ambientales de los paneles provoca la aparición de máximos locales de potencia sobre la curva característica y conlleva a la pérdida de potencia a transferir a la red eléctrica [28].

1.5.2. Arquitectura de inversor descentralizado

Esta topología consiste en inversores conectados en ramas, como se muestra en la Figura 1.7. Es una versión ampliada de la topología de inversores centralizados, cuando una sola rama de los módulos fotovoltaicos está conectada al inversor. Dentro de las ventajas que tiene esta topología son:

- Eliminación de las pérdidas asociadas a los diodos de bloqueo.
- Estructura modular utilizando un número reducido de módulos fotovoltaicos.
- Reducción de los fallos debidos al sombreado de los módulos fotovoltaicos y aumento de la energía generada por el sistema fotovoltaico.
- Utilización de un inversor por cada rama.
- Eficiencia global del sistema elevada frente a la del inversor centralizado.
- Las ramas fotovoltaicas pueden tener diferentes orientaciones, facilitando cualquier tipo de conexión.
- Reducción del precio, debido a la producción masiva.
- La posibilidad de utilizar un control separado para cada convertidor DC/AC permite reducir los armónicos de amplitud del voltaje del bus de continua DC y, como consecuencia, la utilización de capacitores pequeños y baratos.

Sin embargo, existen inconvenientes tales como, el requerimiento de un alto número de componentes lo cual genera más costo y es más grande el tamaño de la estructura [27].

1.5.3. Arquitectura AC module

Las arquitecturas que incluyen una etapa de conversión DC-DC como se muestra en la Figura 1.8, para elevar el voltaje de salida del generador fotovoltaico permiten reducir el número de paneles por generador. Esta reducción favorece la consecución de unos niveles de irradiancia y temperatura similar en cada conjunto fotovoltaico por separado, minimizando la aparición de máximos locales. No obstante, es necesario tener una etapa DC-DC para elevar la tensión y una

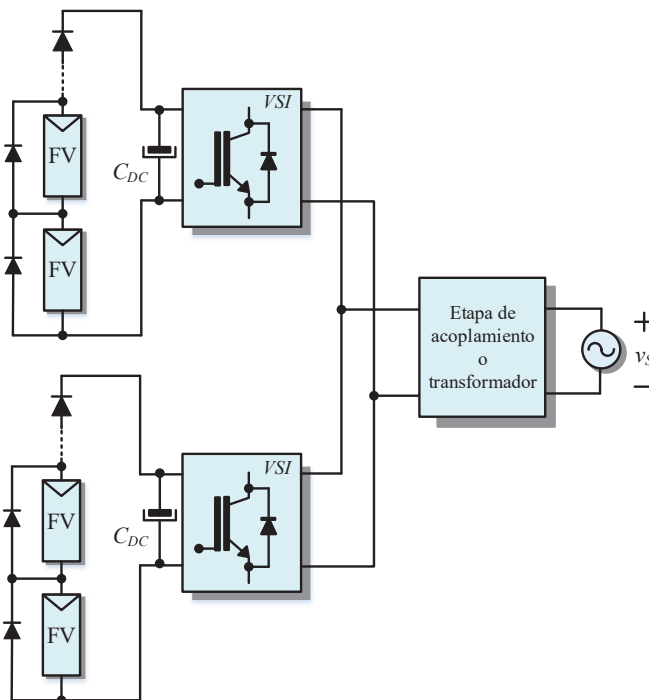


Fig. 1.7: Arquitectura descentralizada.

etapa inversora (DC-AC) para generar la corriente que se inyecta a la red. La eficiencia global de este tipo de arquitectura queda penalizada ya que hay que considerar las pérdidas en cada una de las etapas [27].

1.5.4. Arquitectura AC serie

La arquitectura AC-serie permite reducir el número de paneles fotovoltaicos en cada generador. Como requisito de diseño hay que cumplir que la suma de tensiones de entrada de cada etapa sea mayor que la tensión de la red eléctrica. La eficiencia global del sistema queda determinada por las pérdidas de cada etapa inversora de entrada, pero en este caso, solamente hay una etapa por entrada. Esta estructura inversora permite cumplir los requisitos fijados anteriormente, sin embargo, es preciso disponer de un sistema de control que permita independizar los puntos de trabajo de las diferentes etapas, ya que cada una de ellas puede estar sometida a condiciones ambientales distintas [27].

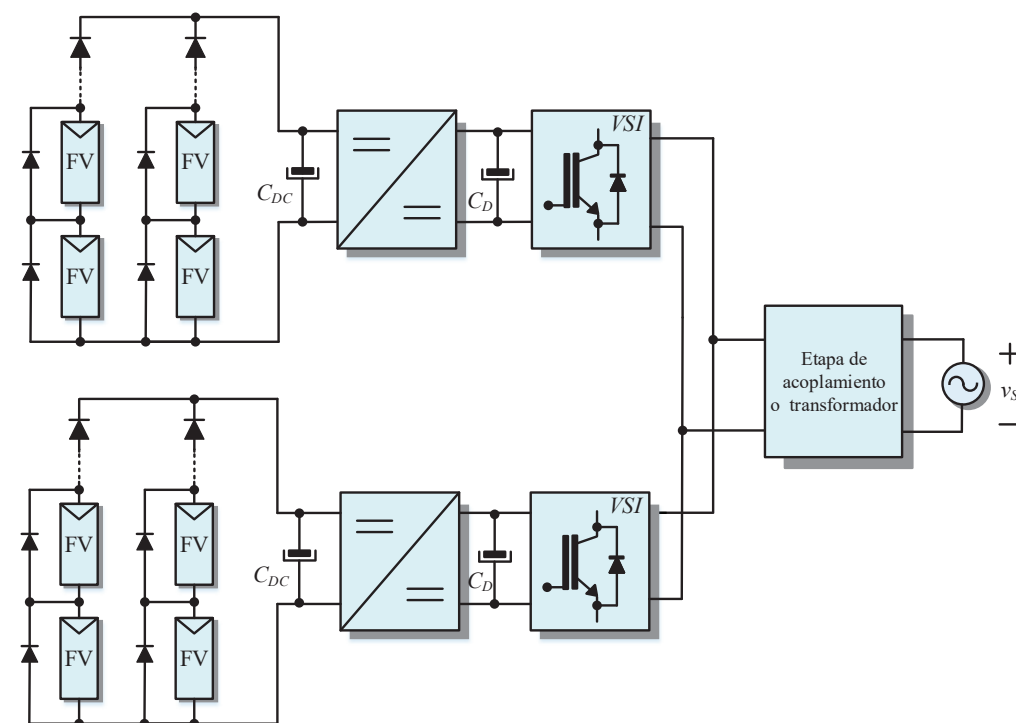


Fig. 1.8: Arquitectura AC module.

1.6. Clasificación de inversores conectados a red eléctrica

La conexión de convertidores conectados a la red eléctrica, tiene diversas aplicaciones, entre ellas están el aprovechamiento de fuentes de energías renovables y el mejoramiento de la calidad de la energía eléctrica. La primera concierne a la inyección de potencia activa a la red eléctrica mediante sistemas fotovoltaicos. Donde la clasificación de los inversores conectados a la red se detalla a continuación.

1.6.1. Conexión de inversores con transformador para inyección de potencia activa

Una de las principales ventajas de la conexión de un inversor con transformador es que contiene aislamiento galvánico. Este tipo de conexión puede ser en alta frecuencia o baja frecuencia. Para la conexión típica con transformador de baja frecuencia como se muestra en la Figura 1.10, el transformador se encuentra situado entre el inversor y la red eléctrica. Esta conexión evita que componentes de corriente directa de la potencia sean introducidas a la red eléctrica. Otra función del transformador es para incrementar el voltaje de salida del inversor. Sin embargo, la

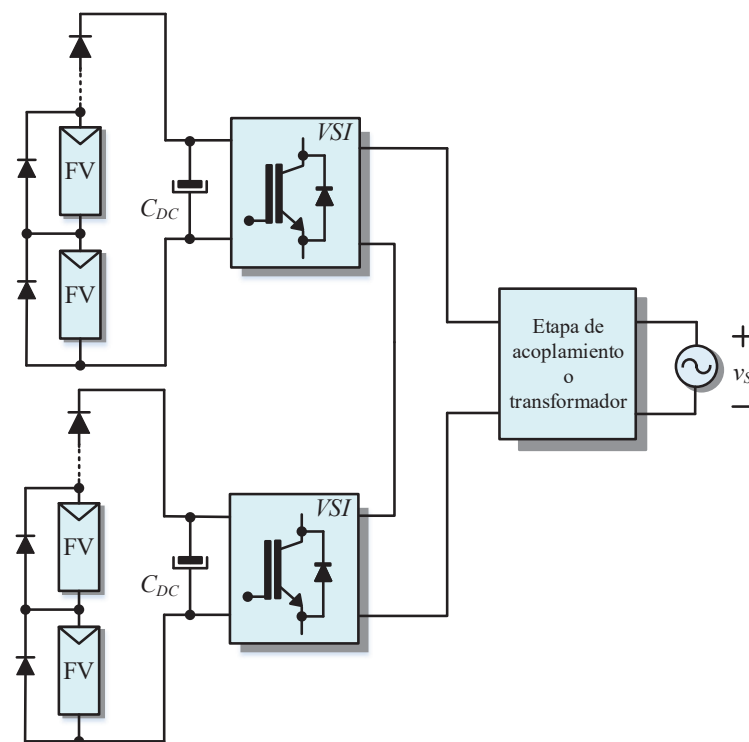


Fig. 1.9: Arquitectura AC serie.

desventaja que presenta esta conexión es que el transformador es de tamaño grande y pesado además de tener una eficiencia reducida [29].

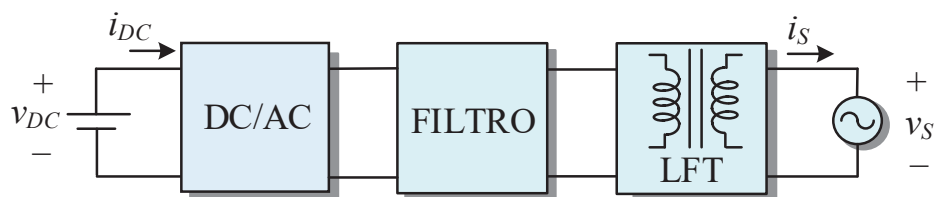


Fig. 1.10: Conexión de inversor con transformador a baja frecuencia.

Una alternativa para el reemplazo del transformador de baja frecuencia es el uso de un transformador de alta frecuencia colocado entre un inversor de alta frecuencia y una configuración de convertidores (AC/DC e inversor de baja frecuencia) como se muestra en la Figura 1.11. Entre sus ventajas principales está en la reducción del tamaño, peso y costo además de incrementar la eficiencia [29],[30].

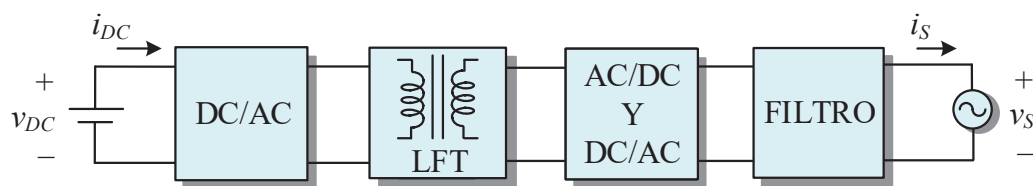


Fig. 1.11: Conexión de inversor con transformador a alta frecuencia.

1.6.2. Conexión de inversores sin transformador para inyección de potencia activa

Ya que en los inversores con transformador la eficiencia no es muy favorable, se investiga otro tópico en referencia a la conexión sin transformador, la cual ha tenido gran impacto en la comunidad científica e industrial en los últimos años particularmente aquellos dedicados a sistemas eléctricos y electrónicos de potencia [31].

La investigación de la conexión sin transformador como se muestra en la Figura 1.12 tiene ventajas únicas como por ejemplo, la eficiencia del sistema se incrementa en comparación con la conexión con transformador, además se reduce el tamaño, costo y peso. Sin embargo, la falta de aislamiento aumenta la corriente al punto de tierra o corriente de fuga a través del panel FV y un capacitor parásito conectado a tierra. Esta corriente puede causar interferencias electromagnéticas severas (EMI), distorsión de la corriente de la red eléctrica, pérdidas en el sistema y problemas de seguridad. Actualmente existen diferentes métodos de control y técnicas de modulación para eliminar la corriente a tierra o corriente de fuga [32].

La conexión entre el convertidor y la red eléctrica se hace a través de elementos pasivos conformados por arreglos de inductores y capacitores. Estos arreglos o filtros proveen una impedancia de acoplamiento. Además, permite atenuar las componentes de conmutación de convertidor. Entre los arreglos, más usados están el filtro L, el filtro LCL y el filtro LLCL. El filtro L tiene una implementación sencilla de solamente un elemento, pero su capacidad de atenuación de las componentes armónicas de conmutación tiene un inconveniente con el tamaño de este elemento. El filtro LCL por su parte provee una mayor atenuación con elementos de dimensiones reducidas [18], [33], [46].

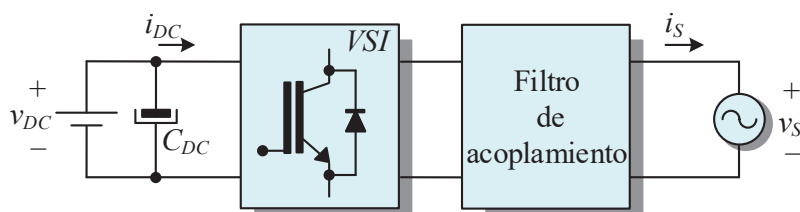


Fig. 1.12: Conexión de inversor sin transformador.

1.6.3. Corriente de fuga

En un sistema FV debido a la naturaleza de los materiales usados en la fabricación de un panel fotovoltaico, existen capacitancias parásitas que se forman entre el marco metálico del panel FV [32]. El valor de estas capacitancias parásitas puede variar en función de los materiales con los que se construye el panel fotovoltaico y de las condiciones atmosféricas. Una buena aproximación de su valor es 150nF/kW, según estudios realizados en [34]. Estas capacitancias parásitas no tienen relevancia cuando el sistema FV se conecta a la red eléctrica usando un transformador, debido a que las capacitancias parásitas que se forman entre el devanado primario y el devanado secundario del transformador son muy pequeñas y por lo tanto presentan una alta impedancia a la frecuencia a la que nominalmente operan los inversores (8 a 25 kHz) [24]. Por lo tanto, es prácticamente imposible que haya circulación de corriente a través de la conexión a tierra del sistema. Por otro lado, cuando el sistema FV se conecta a la red sin transformador, una corriente de fuga o parásita, puede llegar a circular a través de la conexión a tierra como se muestra en la Figura 1.13. Lo anterior ocurre si se cumplen principalmente dos condiciones; la primera es que exista una señal de voltaje variante en el tiempo con un alto dv/dt entre las dos terminales de las capacitancias parásitas y la segunda es que el marco metálico del panel fotovoltaico esté conectado a tierra.

Las corrientes de fuga pueden generar pérdidas de potencia en el sistema y un alto riesgo de descarga eléctrica al usuario en contacto con el FV. Por otro lado, un circuito resonante se puede formar debido a las capacitancias parásitas, la impedancia de la trayectoria de tierra y los elementos pasivos del filtro de salida del convertidor. Para evitar este tipo de situación, algunas normas se han impuesto para regular el nivel de corriente de fuga máxima que puede fluir a través de la trayectoria de la tierra en el sistema FV sin transformador. Una normativa fue establecida en Alemania por el Instituto Alemán de Normalización (DIN) para sistemas FV sin transformador que han sido ampliamente extendidos. Una de estas normas es la DIN VDE 0126-1-1 [39], que regula el nivel de corriente de fuga máximo el cual puede ser hasta 300 mA

[12].

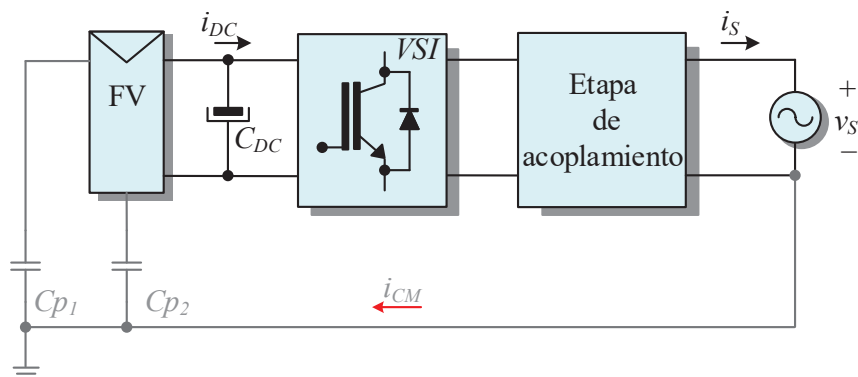


Fig. 1.13: Trayectoria de la corriente de fuga en un inversor conectado a la red.

1.7. Contexto de desarrollo de la tesis

La eficiencia energética, es una de las características importantes en un inversor cuyo propósito sea convertir la DC proveniente de un panel FV a AC que esté disponible para el usuario final o para su inyección a la red eléctrica. Es por esta razón que dentro de los propósitos de diseño de este tipo de convertidores está la reducción del número de componentes usados, la reducción del número de conmutaciones en cada interruptor y la reducción del tiempo de conducción de cada dispositivo. Esto se logra principalmente con un esquema de modulación.

Con ello se propone el desarrollo e implementación de convertidores con enclavamiento al punto neutro conectados a la red eléctrica mediante un filtro LCL para inyección de potencia activa, los cuales trabajan para aplicaciones fotovoltaicas debido a sus aparentes corrientes de fuga bajas. La tesis se ha realizado como parte de los proyectos de titulación de la Maestría en Ingeniería Electrónica con opción en Electrónica de Potencia del Instituto Tecnológico Superior de Irapuato y en colaboración con la Facultad de Ciencias de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

El desarrollo de esta tesis está enmarcado dentro de los proyectos de sistemas fotovoltaicos conectados a la red eléctrica. Los trabajos desarrollados en esta tesis se han centrado en el control de los convertidores con filtro LCL para inyección de potencia activa.

1.7.1. *Objetivos de tesis*

El objetivo principal del trabajo de la investigación de la tesis, es el estudio de la inyección de potencia activa con inversores con enclavamiento del punto neutro conectados a la red eléctrica con filtros LCL.

Los objetivos específicos son los siguientes.

- Estudio del estado del arte en diseño de filtro L y LCL, y control para inyección de potencia.
- Estudio del arte de modulaciones para el inversor tipo T y NPC.
- Diseñar, analizar e implementar inversores tipo T y NPC.
- Diseño de leyes de control en lazo cerrado.
- Simulación de los convertidores con enclavamiento al punto neutro en lazo cerrado.
- Implementación de los prototipos experimentales.

1.7.2. *Estructura de la tesis*

El documento de la tesis se estructura en los siguientes capítulos:

- En el Capítulo 2, se presenta conceptos básicos de la calidad de energía, la clasificación de topologías de inversores con sus diferentes modulaciones y el análisis, los diferentes tipos de acoplamiento y el diseño del filtro LCL y una introducción de los controladores para inversores conectados a la red.
- En el Capítulo 3 se describe el análisis y modelo de convertidores con enclavamiento al punto neutro con filtro LCL, se describen los objetivos de control los cuales son el balance del voltaje de los capacitores, el seguimiento de corriente y la inyección de potencia activa a la red. El diseño del controlador está basado en el modelo promedio del convertidor y está formado por dos lazos, uno para garantizar el seguimiento de corriente a una referencia deseada (lazo de corriente) y el otro lazo se encarga de mantener el voltaje de los capacitores del bus de DC balanceado (lazo de voltaje) y suposiciones que se toman para

el control, se describe las modulaciones que se implementaran en los convertidores y por último se presenta el diseño del controlador.

- El Capítulo 4 está dedicado al diseño experimental de los convertidores con enclavamiento al punto neutro también se explica cada etapa para el control de los convertidores.
- En el Capítulo 5, se presenta los resultados de simulaciones numéricas, obtenidos en la realización de este trabajo. Para llevar a cabo la simulación del sistema completo, se ha utilizado el programa PSCAD para el desarrollo de la estrategia del control propuesto.
- Finalmente se presenta las conclusiones y observaciones finales del trabajo.

2. CONCEPTOS BÁSICOS DE INYECCIÓN DE POTENCIA A LA RED ELÉCTRICA

Resumen

En este capítulo se presentan los conceptos de calidad de energía y potencia eléctrica que son bases principales para el desarrollo del proyecto. En la segunda sección de este capítulo En la segunda se muestra una revisión de las distintas topologías de inversores conectados a la red y el análisis y diseño de filtros. Por último se explican algunas técnicas de control más empleadas en los inversores conectados a la red.

2.1. Fundamentos de la calidad de la energía

Desde hace algunos años se está tomando conciencia sobre “la calidad de la energía eléctrica”. El consumo de energía eléctrica crece en la actualidad de forma considerable debido al desarrollo de nuevas tecnologías que están transformando la sociedad, lo que aumenta continuamente la productividad. Históricamente este desarrollo tecnológico va ligado con la utilización de la energía eléctrica, siendo cada vez más el consumo de energía eléctrica. Dentro del concepto de calidad de energía la alteración en la “forma de la onda”, en voltaje o corriente, tiene lugar en los propios procesos de producción, transporte y distribución, así como en la utilización de de-

terminados receptores que generan perturbaciones; siendo estos factores inevitables, aunque se pueden minimizar. Actualmente las empresas de generación y distribución de energía eléctrica, tienen que afrontar dos importantes retos:

1. El aumento de la capacidad de generación y la distribución de energía eléctrica, es el primer punto el cual debe responder a la demanda creciente, debido a que los sistemas de generación y distribución podrían estar funcionando muy cerca del límite de su capacidad máxima.
2. Asegurar la calidad de la energía eléctrica suministrada, con la finalidad de garantizar el correcto funcionamiento de los equipos conectados a las redes de distribución, considerando también que la calidad de la energía eléctrica es de gran importancia para contribuir con el desarrollo tecnológico.

El último punto hace énfasis en la Calidad de Energía (Power Quality) para la cual no existe hasta el momento una definición completa o aceptada del término, sin embargo, existen algunas definiciones tomadas de diferentes organismos que tratan sobre el tema en diferentes partes del mundo:

- El Instituto EPRI (Electric Power Research Institute) de los Estados Unidos, por ejemplo, define la calidad de la energía eléctrica como: “Cualquier problema de potencia manifestado en la desviación de la tensión, de la corriente o de la frecuencia, de sus valores ideales que ocasione falla o mala operación del equipo de un usuario”.
- La norma IEC (61000-2-2/4) y la norma CONELEC (50160) definen la calidad de la energía eléctrica como: “Una característica física del suministro de electricidad, la cual debe llegar al cliente en condiciones normales, sin producir perturbaciones ni interrupciones en los procesos del mismo”.
- Para la norma IEEE 1159 de 1995: “El término se refiere a una amplia variedad de fenómenos electromagnéticos que caracterizan la tensión y la corriente eléctricas, en un tiempo dado y en una ubicación dada en el sistema de potencia”.
- La CREG en Colombia en su Resolución 070 de 1998 conceptuó que: “El término calidad de la potencia suministrada se refiere a las perturbaciones y variaciones de estado estacionario de la tensión y corriente suministrada por el Operador de Red. El término calidad del servicio prestado se refiere a los criterios de confiabilidad del servicio”.

Pero a nivel internacional los estándares más empleados para definir la calidad de energía son el estándar International Electrotechnical Commission (IEC) 61000-4-30 y el estándar del Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) 1159-1995. En general, la calidad del suministro de energía eléctrica se puede considerar como la combinación de la disponibilidad del suministro de energía eléctrica, junto con la calidad de la tensión y de la corriente suministradas. La falta de calidad puede entenderse como la desviación de esas magnitudes de su forma ideal, por lo que, cualquier desviación se considera como una perturbación o como una pérdida en su calidad. Por tanto, cuando se habla de Power Quality o Calidad de la Energía Eléctrica, se está haciendo referencia tanto a la calidad de las señales de tensión y corriente, como a la continuidad o confiabilidad del servicio de energía eléctrica.

2.2. Conceptos básicos de potencia

Existen varios conceptos básicos que se deben establecer antes de analizar un sistema eléctrico de potencia. El cálculo de las variables de un sistema eléctrico, por ejemplo, voltaje, corriente, factor de potencia, potencia activa y reactiva, bajo condiciones no sinusoidales es fundamental en este análisis. Los siguientes conceptos y definiciones para sistemas eléctricos de AC, son útiles para sistemas con formas de onda puramente sinusoidales. Estos conceptos son establecidos por el diccionario estándar de términos eléctricos y electrónicos (IEEE Std.100-88) [37].

Un sistema monofásico ideal, con una carga lineal, tiene una relación constante entre voltaje y corriente, cuyas expresiones analíticas se muestran en (2.1) y (2.2),

$$v(t) = \sqrt{2}V \sin(\omega t), \quad (2.1)$$

$$i(t) = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \varphi) \quad (2.2)$$

donde V e I representan los valores RMS del voltaje y de la corriente, ω es la frecuencia de la red eléctrica en rad/s y φ es el desplazamiento de la corriente con respecto al voltaje en rads. Por lo tanto la potencia activa instantánea se define como el producto del voltaje y la corriente instantáneas.

$$p(t) = v(t)i(t) = 2VI \sin(\omega t - \varphi) \quad (2.3)$$

Considerando el producto de ángulos: $\sin(\alpha) \sin(\beta) = \frac{1}{2} [-\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)]$, se puede obtener que $\sin(\omega t) = \sin(\alpha)$ y $\sin(\omega t - \varphi) = \sin(\beta)$, con lo cual se obtiene (2.4):

$$p(t) = VI \cos \varphi - VI \cos(\omega t - \varphi) \quad (2.4)$$

donde utilizando la identidad trigonométrica de

$$\cos(2\omega t - \varphi) = [\cos(2\omega t) \cos(\varphi) + \sin 2(\omega t) \sin(\varphi)]$$

se tiene que 2.4 puede representarse como

$$p(t) = VI \cos(\varphi) - VI[\cos(2\omega t) \cos(\varphi) + \sin(2\omega t) \sin(\varphi)] \quad (2.5)$$

Simplificando se obtiene

$$p(t) = VI \cos \varphi [1 - \cos(2\omega t)] - VI \sin \varphi \sin(2\omega t) \quad (2.6)$$

La potencia activa se define como el promedio de (2.6) y puede expresarse como (2.7),

$$P = VI \cos(\varphi) \quad (2.7)$$

La unidad de medida en el sistema internacional es Watts (W).

La potencia aparente se define por (2.8), se representa por la letra S y su unidad de medida es de Volt Ampere (VA).

$$S = VI \quad (2.8)$$

La potencia reactiva convencional se interpreta como el valor pico de la componente de oscilación al doble de la frecuencia de red, dando así (2.9). La unidad de medida en el sistema internacional es en Volt Ampere Reactivo (VAR) y se designa con la letra Q.

$$Q = VI \sin(\varphi) \quad (2.9)$$

Otro criterio utilizado en la calidad de la energía es el factor de potencia. Este criterio permite conocer la capacidad de las cargas para aprovechar la energía eléctrica, es decir permite conocer la cantidad de energía que se ha convertido en trabajo útil, además permite optimizar económicamente una instalación para evitar el sobredimensionamiento de algunos equipos [38].

Aparte para un sistema con voltajes y corrientes sinusoidales está directamente relacionado con la potencia activa y la potencia aparente, se obtiene mediante,

$$\lambda = FP = \frac{P}{S} = \cos(\varphi) \quad (2.10)$$

Actualmente diferentes organizaciones como la IEEE y la IEC están aportando una gran cantidad de recursos para generar estándares de calidad de la energía. En particular la norma IEEE-519 suele utilizarse como referente muy común. El propósito de esta norma es el de recomendar límites de distorsión armónica según dos criterios distintos que son:

- Cantidad de corriente armónica que un usuario puede inyectar a la red eléctrica.
- Cantidad de voltaje armónico que una compañía de distribución puede suministrar a los usuarios.

La calidad de la energía se ha transformado en los últimos años en un tema de gran relevancia, tanto para las empresas proveedoras de electricidad como para los consumidores de este servicio. Esto se debe a que en la actualidad gran cantidad de equipos son altamente sensibles a las variaciones del suministro eléctrico [35]. Los principales responsables del deterioro de la calidad de la energía son los equipos electrónicos, los cuales distorsionan la forma de onda del voltaje o corriente, a este problema se le conoce como distorsión armónica. Los armónicos son voltajes o corrientes sinusoidales cuya frecuencia es un múltiplo entero de la frecuencia fundamental de la red, que, para el caso de nuestro país es 60 Hz. Por ello se han adoptado medidas y normativas para evitar que estas perturbaciones afecten al resto del sistema eléctrico, así como a las propias instalaciones donde se producen [36].

Para reducir el nivel de distorsión armónica, se debe mitigar las componentes armónicas que se presentan sobre la frecuencia fundamental de la red. Distintos criterios han sido propuestos para medir la calidad del suministro eléctrico con respecto al nivel de distorsión armónica, sin embargo, los criterios más usados son la distorsión armónica total o THD (Total Harmonic Distortion), la distorsión total demandada o TDD (Total Demand Distortion) y el factor de potencia (FP).

El THD permite conocer el porcentaje de contenido armónico de una señal con respecto a su componente fundamental. Por otra parte, el TDD es un parámetro que establece los límites

aceptables de distorsión armónica en corriente de acuerdo a la norma IEEE-519. Las expresiones matemáticas para el THD y para el TDD se muestran en (2.11) y (2.12) respectivamente.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (2.11)$$

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_L} \quad (2.12)$$

donde I_1 es el valor RMS de la componente fundamental, I_n es el valor RMS de la n-ésima componente armónica e I_L es la máxima corriente demandada por la carga. Estas componentes armónicas pueden ser calculadas utilizando la serie de Fourier, la cual permite expresar una función en una suma de términos de frecuencias múltiplos de la frecuencia fundamental [38].

Para llevar acabo la mejora en la calidad de la energía y cumplir todos los parámetros que se mencionaron anteriormente se han desarrollado una gran variedad de topologías y esquemas de modulación que permiten obtener una eficiencia elevada y reducción de corriente de fuga para sistemas fotovoltaicos [45]-[46].

2.3. Convertidores DC-AC

En la actualidad es posible encontrar una extensa variedad de topologías de inversores. En particular, los sistemas de potencia de medio y alto voltaje constantemente son beneficiados con el desarrollo de inversores multinivel. Estos convertidores han adquirido una gran importancia no solo en aplicaciones de alta potencia, sino han sido ampliamente utilizados para la inyección de corriente con la finalidad de integrar a la red eléctrica los sistemas de generación de energía no convencionales como lo son los paneles fotovoltaicos o los generadores eólicos. Los inversores multinivel incluyen un arreglo de semiconductores de potencia y capacitores. Los semiconductores conmutan de manera que se eviten corto circuitos por las diferentes combinaciones en serie o paralelo de los capacitores. Una adecuada conmutación de los semiconductores permite agregar más capacitores, para obtener más niveles de voltaje a la salida del inversor [45]. Las topologías de inversores para aplicaciones en sistemas fotovoltaicos sin transformador están divididas en dos grandes familias de convertidores:

- Inversores derivados de la topología de puente H (HB o H-Bridge)
- Inversores con Enclavamiento al Punto Neutro (NPC, por sus siglas en inglés)

2.3.1. Inversores derivados de la topología HB

Los inversores derivados del inversor puente H, desarrollados por primera vez por William McMurray en 1965 [48], han servido de base para el desarrollo de los sistemas fotovoltaicos, ya que resultan ser sumamente versátiles. La topología convencional es conocida como Puente H y de ella se derivan una variedad de topologías que entre las más conocidas se encuentran el inversor H5 y el inversor HERIC. Por ejemplo, en aplicaciones fotovoltaicas con conexión a la red sin transformador, las siguientes topologías se basan en la estructura del Puente H;

- Inversor H5, patentada por SMA (Solar Technology AG) [43].
- Inversor HERIC (Highly Efficiency and Reliable Inverter Concept), patente de Sunways [44].

Inversor Puente H

La topología más básica del inversor puente H como se muestra en la Figura 2.1, es una de las topologías que ha sido referencia importante en el desarrollo tecnológico de inversores multinivel.

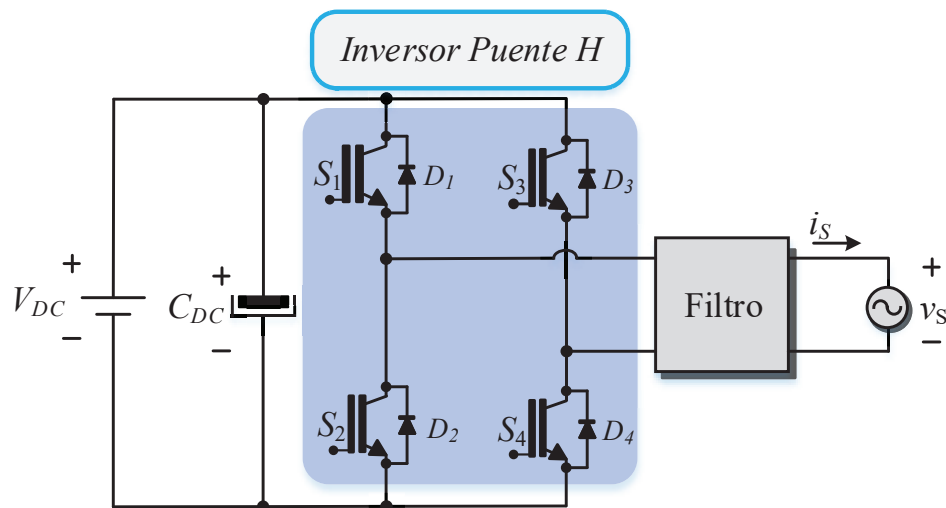


Fig. 2.1: Inversor puente H.

La topología del inversor puede emplear tres estrategias de modulación:

- Modulación Bipolar (BPM).
- Modulación Unipolar (UPM).
- Modulación Híbrida.

Para la modulación bipolar las conmutaciones se alternan, es decir, se activan S_1 y S_4 para generar una salida de tensión y corriente positivas; posteriormente se activan S_2 y S_3 para generar los voltajes y corrientes negativos como se muestra en la Tabla 2.1. Los inversores puente H con modulación bipolar en los estados de conmutación son a alta frecuencia con la misma señal sinusoidal de referencia y no es posible tener una salida de tensión de 0V. Por otra parte para aplicaciones en sistemas fotovoltaicos, la principal ventaja de esta modulación reside en la baja corriente de fuga debido a que su única componente corresponde a la frecuencia fundamental de la red y no a la frecuencia de conmutación, pero una gran desventaja es el uso de filtros grandes debido al rizo de corriente [50].

Tab. 2.1: Estados de conmutación para el Puente H con modulación bipolar.

S_1	S_2	S_3	S_4	Voltaje de salida
1	0	0	1	$+V_{DC}$
0	1	1	0	$-V_{DC}$

En el caso de la modulación unipolar cada fase conmuta de acuerdo a su propia señal de referencia, como se muestra en la Tabla 2.2. Para esta modulación es posible tener una salida de voltaje de 0V. Para aplicaciones en sistemas fotovoltaicos la principal ventaja es el incremento de frecuencia de conmutación, lo cual se traduce en filtros de salida de menor tamaño; un voltaje de tres niveles; eficiencia reportada de 98 %. Una gran desventaja es la presencia de componentes de frecuencia de la conmutación en la tensión de modo común, lo cual conlleva a altas corrientes de fuga [50].

Tab. 2.2: Estados de conmutación para el Puente H con modulación unipolar.

S_1	S_2	S_3	S_4	Voltaje de salida
1	0	1	0	0
1	0	0	1	$+V_{DC}$
0	1	1	0	$-V_{DC}$
0	1	0	1	0

Para la modulación híbrida [51] la conmutación se realiza para una fase en alta frecuencia y para la otra a la frecuencia de red. Los estados se muestran en la Tabla 2.3, donde se observa que hay estados de salida de voltaje de 0 V. En aplicaciones de sistemas fotovoltaicos, las ventajas de esta modulación son similares a la modulación unipolar, sin embargo, las desventajas en su empleo es la operación de dos cuadrantes, además que existe un rizo de conmutación, por lo cual es necesario el uso de filtros grandes a la salida, al igual que el voltaje de salida es una señal cuadrada con frecuencia de la red, provocando grandes picos de corriente de fuga [67].

Tab. 2.3: Estados de conmutación para el Puentes H con modulación híbrida.

S_1	S_2	S_3	S_4	Voltaje de salida
1	0	0	1	$+V_{DC}$
0	1	1	0	$-V_{DC}$
1	0	1	0	0
0	1	0	1	0

Inversor H5

Esta topología introduce el concepto de desacoplo en el lado de DC (DC-decoupling) el cual consiste en agregar un interruptor en el lado del bus de continua como se muestra en la Figura 2.2. Este interruptor sirve principalmente para desacoplar el inversor H5 de la red eléctrica durante la generación de los estados nulos del voltaje de salida y previene el intercambio de potencia reactiva entre el filtro de salida y la capacitancia parásita del panel fotovoltaico durante los estados de tensión cero, incrementando la eficiencia [47].

La topología H5 tiene grandes ventajas entre las cuales se puede mencionar que los interruptores S_2 , S_4 y S_5 conmutan a alta frecuencia, mientras que S_1 y S_3 lo hacen a baja frecuencia de red, para generar el estado cero el interruptor S_5 se abren y S_1 o S_3 se cierran, lo cual se traduce en pérdidas de potencia bajas en el filtro de salida.

El inversor H5 tiene una gran eficiencia (98 %), mientras que el voltaje de modo común presenta componentes de baja frecuencia, por ende la corriente de fuga es relativamente baja [40].

Una de las desventajas que tiene el inversor H5, es que, debido a que existe un interruptor extra (S_5), existen pérdidas altas durante la conducción [50]. Los estados de conmutación para

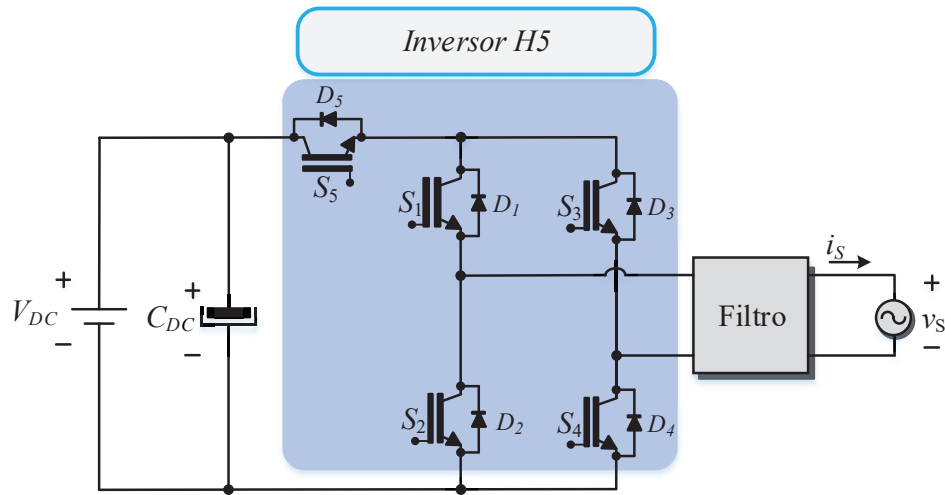


Fig. 2.2: Inversor H5.

la generación de los tres niveles se muestran en Tabla 2.4.

Tab. 2.4: Estados de conmutación para el inversor H5.

S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	Voltaje de salida
1	0	0	1	1	$+V_{PV}$
0	1	1	1	1	$-V_{PV}$
1	0	1	0	0	0
1	0	1	0	0	0

Inversor HERIC

La topología HERIC (High Efficiency Reliable Inverter Concept) como se detalla en [42], es otra topología basada en la topología de puente en H la cual fue patentada en el año 2016 por la empresa SUNWAYS. En este caso, la generación de los estados nulos de la tensión de salida se lleva a cabo en el lado de AC (AC-decoupling) utilizando un interruptor bidireccional compuesto por dos interruptores y dos diodos (S_5 , S_6). Estos dos interruptores permiten el intercambio de potencia reactiva entre el filtro de acoplamiento y cualquier capacitancia parásita durante el estado de voltaje cero, incrementando su eficiencia. Otra característica de estos interruptores es que aíslan el panel fotovoltaico de la red durante el estado de voltaje cero, eliminando el contenido de alta frecuencia de la tensión de modo común [41].

La topología se muestra en la Figura 2.3, en donde puede observarse que el interruptor bidireccional está formado por dos interruptores (S_5 y S_6). La operación del circuito es básicamente como la del inversor convencional en puente H, la única diferencia es que S_5 y S_6 operan a la frecuencia de la red eléctrica.

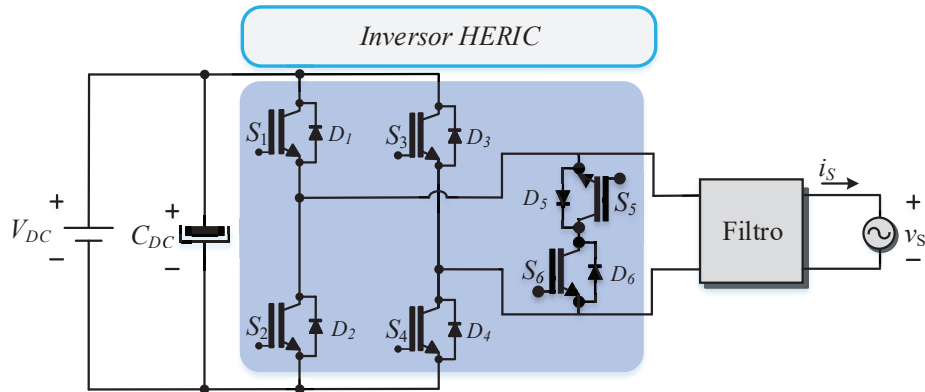


Fig. 2.3: Inversor HERIC.

Las conmutaciones de la topología se muestran en la Tabla 2.5, dentro de las ventajas de la topología HERIC se tienen tres niveles de voltaje lo que conlleva a pérdidas de potencia bajas; a tener al igual que la topología H5 una alta eficiencia (cerca del 97 %) y bajas corrientes de fuga. Por otro lado tiene un inconveniente que reside en el uso de dos interruptores extra [49]-[50].

Tab. 2.5: Estados de conmutación para el inversor HERIC.

S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	Voltaje de salida
1	0	0	1	0	0	$+V_{DC}$
0	1	1	0	0	0	$-V_{DC}$
0	0	0	0	1	0	0
0	0	0	0	0	1	0

2.3.2. Inversores derivados de la topología NPC

En 1981, el inversor 3L-NPC fue desarrollado por Nabae, Takahashi y Akagi [52]. Como se muestra en la Figura 2.4, el inversor consta de cuatro interruptores y dos diodos de sujeción. Cada interruptor está compuesto con un IGBT y un diodo antiparalelo. Dos capacitores que sirven como divisor de voltaje están conectados al panel fotovoltaico.

En comparación con el inversor convencional de dos niveles, esta topología proporciona una menor cantidad de armónicos, tiene una eficiencia alrededor de 97 % [40], mejor calidad de las formas de onda de salida del sistema y menor voltaje del dispositivo de potencia. Estas características importantes han empujado a los investigadores en el dominio de las energías renovables a estudiar cómo puede ser aplicable en el proceso de conversión de energía que tiene lugar en el sistema fotovoltaico. La principal desventaja del inversor 3L-NPC es la distribución desigual de pérdidas en dispositivos semiconductores que conduce a una distribución desigual de la temperatura [46],[53].

La topología de inversor NPC se considera como una solución efectiva en sistemas fotovoltaicos conectados a la red sin transformador debido a que, la corriente parásita es muy baja y cumple con la normativa establecida, DIN VDE 0126-1-1 la cual establece que la corriente de dispersión o parásita máxima permitida para sistemas fotovoltaicos sin transformador es de 300 mA [39]. Por otro lado, dado que la tensión de bloqueo de los semiconductores es de la mitad del voltaje total del bus de continua, es posible implementar el inversor con dispositivos más baratos, reduciendo con esto los costos. Finalmente los diodos (D_+ y D_-) deben ser de conmutación rápida y se busca que la caída de voltaje en conducción sea la más baja posible [40], [54]

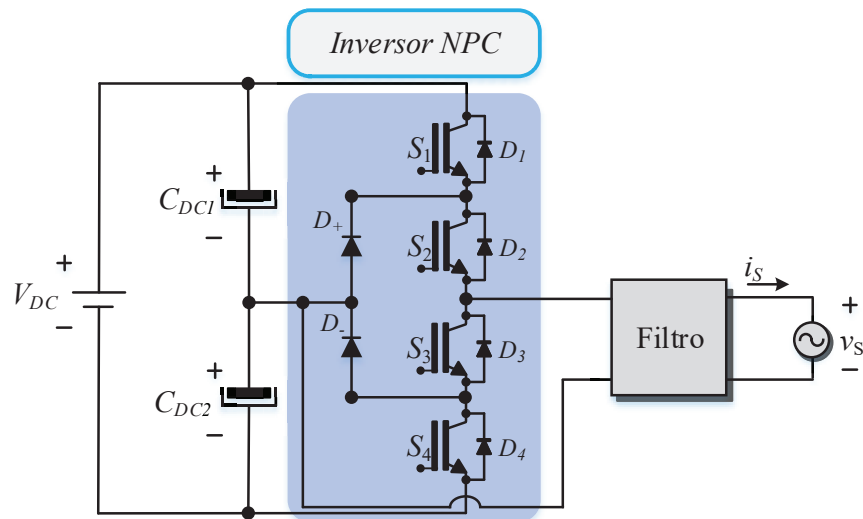


Fig. 2.4: Inversor NPC.

Los diodos tienen la función de fijar la tensión de salida a la tensión de punto neutro del circuito. Los diodos también permiten que la corriente fluya en cualquier dirección durante la generación de los estados nulos de la tensión de salida. La corriente de retorno a la fuente

de alimentación fluirá por el diodo D_+ o por el diodo D_- dependiendo de la dirección de la corriente en la carga [46].

Para obtener los tres niveles de voltaje de salida los interruptores se configuran tal como se muestra en la Tabla 2.6 [54]. Los interruptores S_1 y S_4 operan a la frecuencia de conmutación mientras que los interruptores S_2 y S_3 operan a la frecuencia de red. Por su naturaleza, la estructura NPC tiene la ventaja de que los semiconductores solo bloquean la mitad del total del voltaje de entrada. Lo anterior contribuye incrementar la eficiencia del convertidor [40].

Tab. 2.6: Estados de conmutación para el inversor NPC.

S_1	S_2	S_3	S_4	Voltaje de salida
1	1	0	0	$+V_{DC}/2$
0	0	1	1	$-V_{DC}/2$
0	1	0	0	0
0	0	1	0	0

Inversor tipo T

La topología de tipo T se construye utilizando cuatro transistores IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) donde dos de ellos están dispuestos como una rama, y los otros dos son parte de un interruptor bidireccional de sujeción al punto neutro como se muestra en la Figura 2.5.

El inversor de tipo T puede producir tres niveles de voltaje de salida que pueden ser generados por una adecuada estrategia de modulación. Para generar el voltaje de salida positivo en semiciclo positivo, S_1 está encendido, mientras que S_2 , S_3 y S_4 están abiertos. Para producir un voltaje de salida cero en el semiciclo positivo ($V = 0$), el interruptor S_4 está conduciendo, mientras que el resto de los interruptores están abiertos (S_1 , S_2 y S_3). Observe que, durante el semiciclo positivo, los interruptores S_1 y S_4 están conmutando a altas frecuencias de manera complementaria. Por otro lado, para obtener el voltaje de salida negativo en el semiciclo negativo, el interruptor S_2 está conduciendo, mientras que los interruptores S_1 , S_3 y S_4 están abiertos. Para producir el voltaje de salida cero en este semiciclo ($V = 0$), el interruptor S_3 está activado y el resto de los interruptores están apagados (S_1 , S_2 y S_4). Se debe tener en cuenta que, para el semiciclo negativo, los interruptores S_2 y S_3 están conmutando a altas frecuencias en una forma complementaria [55].

La modulación convencional el convertidor tipo T puede producir tres niveles de voltaje en la salida. Sin embargo, esta técnica de modulación distorsiona la forma de onda de la corriente inyectada en los cruces por cero, por ello es de suma importancia elegir la modulación adecuada para evitar la distorsión en los cruces de cero. En [56] se muestra una comparación de tres tipos de modulaciones las cuales se simularon a lazo abierto con el inversor tipo T.

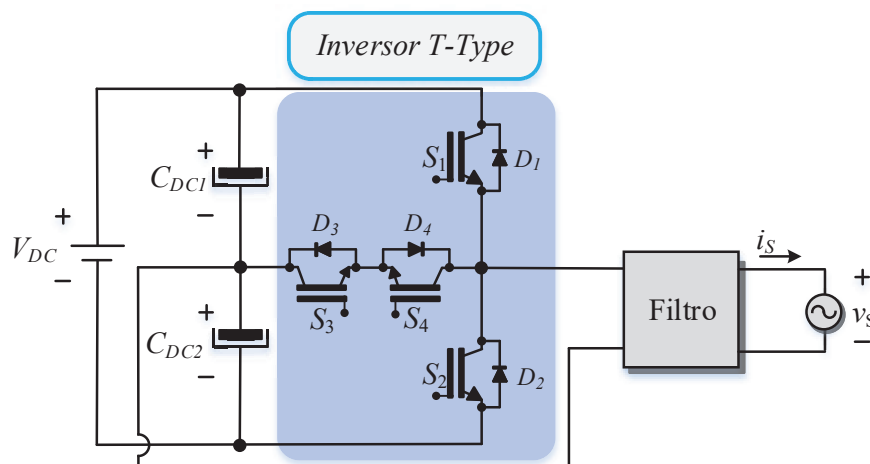


Fig. 2.5: Inversor tipo T.

Método convencional de modulación

En el primer método de modulación mejor conocido como el método convencional, para el semiciclo positivo S_1 y S_4 conmutan a alta frecuencia y durante los semiciclos negativos, S_2 y S_3 son conmutado a alta frecuencia. Por lo tanto, S_1 y S_4 se cambian de forma complementaria en semiciclos positivo, mientras que S_2 y S_3 se cambian de forma complementaria en semiciclos negativos. El cambio las secuencias de esta modulación se representan en la Tabla 2.7 [56].

Tab. 2.7: Estados de conmutación para el método convencional.

S_1	S_2	S_3	S_4	Voltaje de salida
1	0	0	0	$+V_{DC}/2$
0	1	0	0	$-V_{DC}/2$
0	0	0	1	0
0	0	1	0	0

Primer método de modulación

En este método de modulación (primer método), durante los semiciclos positivos, para la modulación del voltaje de referencia, cuando el voltaje de referencia es mayor que la forma de onda portadora, S_1 se abre y de lo contrario, S_3 y S_4 conducen para generar el cero positivo. Por otro lado, durante semiciclos negativos, cuando el voltaje de referencia es mayor que la forma de onda portadora, S_2 conduce y de lo contrario S_3 y S_4 se abren para generar el cero negativo. La Tabla 2.8 muestra el funcionamiento de los interruptores en el primer método de modulación [56].

Tab. 2.8: Estados de conmutación para el primer método.

S_1	S_2	S_3	S_4	Voltaje de salida
1	0	0	0	$+V_{DC}/2$
0	1	0	0	$-V_{DC}/2$
0	0	1	1	0
0	0	1	1	0

Segundo método de modulación

Este método de modulación ha sido propuesto en [56]. En este método de modulación, S_1 se abre en semiciclos negativos y S_2 conduce durante semiciclos positivos. En contraste con el método convencional y primer método de modulación, S_4 siempre conmuta de forma complementaria a S_2 . Por lo tanto, durante semiciclos positivos, S_4 permanece conduciendo mientras que en semiciclos negativos es conmutado a alta frecuencia. Por otro lado, S_3 siempre conmuta complementariamente a S_1 . Así, durante el ciclo negativo, S_3 permanece conduciendo mientras que en los semiciclos positivos es conmutado a alta frecuencia. La Tabla 2.9 muestra el funcionamiento de los interruptores del método de modulación.

Tab. 2.9: Estados de conmutación para el segundo método.

S_1	S_2	S_3	S_4	Voltaje de salida
1	0	0	1	$+V_{DC}/2$
0	1	1	0	$-V_{DC}/2$
0	0	1	1	0
0	0	1	1	0

2.3.3. Topologías de filtros

En inversores conectados a la red eléctrica, la corriente inyectada deberá ser lo más sinusoidal posible. El inversor en fuente de tensión genera en su salida una tensión en ancho de pulsos modulados PWM, incompatibles con tensiones sinusoidales de la red. Para ello, se coloca entre cada salida del inversor y cada fase de la red (inversor monofásico o trifásico) un filtro de acoplamiento ya sea una inductancia, que como se menciona actúa como un filtro para las componentes de corriente de frecuencia de conmutación y permite al inversor acoplarse a la red eléctrica sin transformador [58].

Entonces los filtros de red o filtros de línea tienen, fundamentalmente, dos funciones:

- Eliminar los armónicos de alta frecuencia debidos a las conmutaciones PWM del convertidor, con el objetivo de que éste entregue a la red corrientes sinusoidales puras.
- Introducir una impedancia intermedia entre dos fuentes de voltaje que son el VSI y la red eléctrica. En caso de no conectar este filtro, la conexión directa del VSI a la red eléctrica provoca un cortocircuito.

Existen varios tipos de filtros, la variante más simple es usar un inductor como filtro el cual generalmente se conecta entre el inversor y la red. Pero también se pueden utilizar combinaciones con capacitores como es el caso del filtro LCL, como se muestra en la Figura 2.6.

Dentro de los filtros más usados para inyección de potencia activa existen el filtro L o filtro LCL. En comparación con el filtro L, el filtro LCL tiene mejor capacidad de atenuación de armónicos de alto orden y mejor característica dinámica [45] -[59], sin embargo presenta problemas de resonancia. Esto hace necesario añadir amortiguamiento al convertidor. Por ello se han propuesto varias técnicas de amortiguamiento. Una estrategia que se ha usado es mediante la introducción de amortiguamiento pasivo, el cual consiste en añadir una resistencia en serie con el capacitor en el filtro LCL lo que resulta en una considerable disminución del pico de resonancia [60]-[64]. Otra estrategia es el amortiguamiento activo, el cual es una técnica de control mucho más compleja comparada con los esquemas de control para la conexión con filtro L [62].

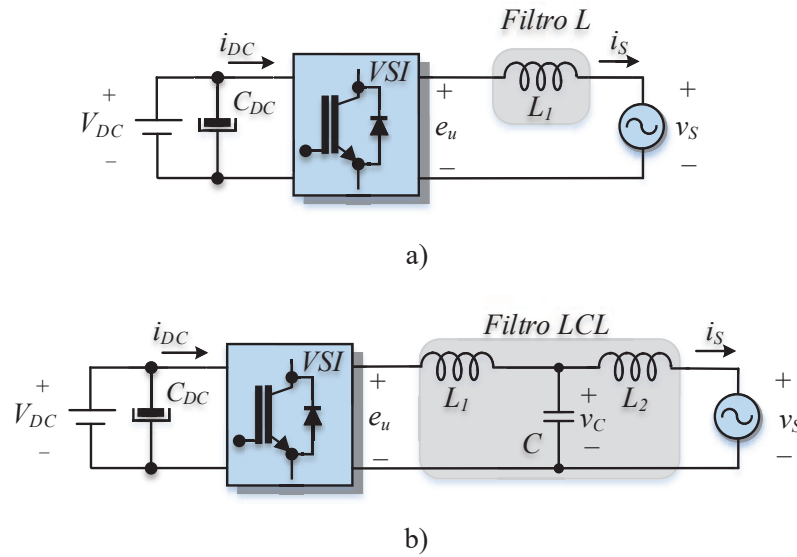


Fig. 2.6: Filtros de acoplamiento a la red eléctrica, a) Filtro L, b) Filtro LC, c) Filtro LCL.

Filtro L

El filtro L mostrado en la Figura 2.7, es un filtro de primer orden con atenuación de -20 dB/dec en todo el rango de frecuencia. Por lo tanto, la aplicación de este tipo de filtro es adecuada para convertidores con alta frecuencia de conmutación, donde la atenuación es exitosa. Por otro lado, la inductancia disminuye en gran medida la dinámica del sistema. El panel fotovoltaico es sustituido por una fuente de voltaje DC ya que el voltaje es constante y es denotado por V_{DC} , L_1 es la inductancia del filtro, R_1 es la resistencia parásita de L_1 , i_s es la corriente inyectada, v_s es el voltaje de la red eléctrica y e_u es el voltaje de salida del convertidor [65].

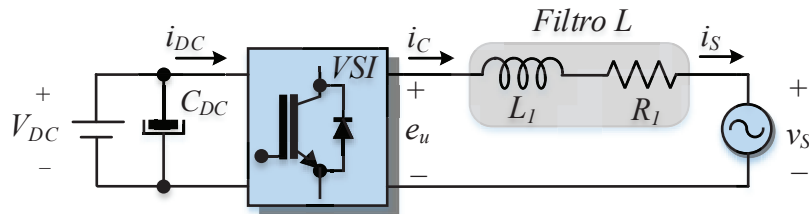


Fig. 2.7: Inversor conectado a la red con un filtro L.

El inductor se modela como una inductancia en serie con una resistencia parásita. De la Figura 2.7 se obtiene la dinámica de corriente a través del inductor, que se puede expresar por 2.13.

$$L_1 \frac{di_s}{dt} = -R_1 i_s - v_s + e_u \quad (2.13)$$

La función de transferencia de corriente inyectada con respecto al voltaje de salida del convertidor se muestra en 2.14.

$$G_L(s) = \frac{I_S(s)}{E_u(s)} = \frac{1/L_1}{s + R_1/L_1} \quad (2.14)$$

Filtro LCL

El diagrama del filtro LCL se muestra en la Figura 2.8, donde el inductor L_1 se conecta a la salida del convertidor y el inductor L_2 se conecta a la red eléctrica.

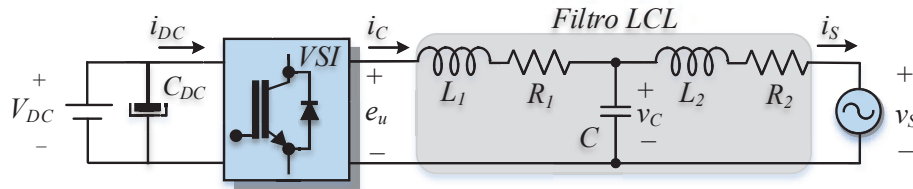


Fig. 2.8: Inversor conectado a la red con un filtro LCL.

Los inductores se modelan como una inductancia en serie con una resistencia parasita. De la Figura 2.8 se pueden obtener las dinámicas de corriente de salida del convertidor, corriente de red y voltaje del capacitor.

$$L_1 \frac{di_C}{dt} = -R_1 i_C - v_C + e_u \quad (2.15)$$

$$L_2 \frac{di_S}{dt} = -R_2 i_S + v_C - v_S \quad (2.15)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_C - i_S \quad (2.16)$$

donde L_1 es la inductancia del lado del convertidor, R_1 es la resistencia parasita de L_1 , L_2 es la inductancia del lado de la red, R_2 es la resistencia parasita de L_2 , C es la capacitancia, i_C es la corriente de salida del convertidor, i_S es la corriente inyectada, v_C es el voltaje del capacitor del filtro, v_S es el voltaje de la red eléctrica y e_u es el voltaje de salida del convertidor

La función de transferencia de la corriente de la red i_S con respecto al voltaje de salida e_u se muestra en 2.17

$$G_{LCL}(s) = \frac{I_S}{E_u}(s) = \frac{L_1}{as^3 + bs^2 + cs + R_1 + R_2} \quad (2.17)$$

donde $a = L_1 L_2 C$, $b = R_1 L_2 C + R_2 L_1 C$ y $c = L_1 + L_2 + R_1 R_2 C$.

El filtro LCL tiene una atenuación de -60 dB/dec después del pico de resonancia, es decir, provee una mayor atenuación de armónicos con valores más pequeños de los componentes. El filtro LCL tiene una buena atenuación incluso con valores de inductancia pequeños. Sin embargo, puede traer también resonancias y estados de conmutación inestables en el sistema. Por lo tanto, el filtro debe diseñarse exactamente de acuerdo con los parámetros específicos del convertidor [66].

Diseño de filtro

Como se mencionó anteriormente es necesario tener un buen diseño del filtro, por ello para la elección del valor del inductor L_1 es mediante 2.18,

$$L_1 = \frac{V_{DC}}{8\Delta i_{L,max} f_{sw}} \quad (2.18)$$

donde f_{sw} es la frecuencia de conmutación (Hz) del convertidor, V_{DC} es el voltaje DC-link y $\Delta i_{L,max}$ es el rizo de corriente máximo. Un 20 % del rizo de corriente nominal se considera aceptable en términos de tamaño del inductor y rizo de corriente. En (2.18) se puede emplear para obtener el valor tanto en el filtro L y en el filtro LCL para L_1 [17].

El lado de la red el inductor L_2 se selecciona mediante el rizo de conmutación deseada en la red y se puede calcular por,

$$\frac{I_S(s)}{I_c(s)} = \frac{1}{L_2 C s^2 + R_2 C s + 1} \quad (2.19)$$

Uno de los aspectos importantes para el diseño del filtro LCL es tener en cuenta los valores del filtro y la potencia reactiva que se produce en el capacitor. Por ello la capacitancia base C_b del sistema de inyección de potencia a la red, se define como

$$C_b = \frac{P_n}{\omega_S V_{RMS}^2} \quad (2.20)$$

donde V_{RMS} es el valor RMS del voltaje de línea de red, ω_S es la frecuencia angular nominal de la red eléctrica y P_n es la potencia activa nominal del convertidor.

Y la inductancia base L_b del sistema se define como

$$L_b = \frac{V_{RMS}^2}{\omega_S P_n} \quad (2.21)$$

Con C_b y L_b , es más factible obtener los valores del filtro que se establecen como porcentajes de estos. En [17] la selección del capacitor se hace en función de la potencia reactiva máxima permitida a través del capacitor C . Para ello se recomienda que esta potencia del capacitor tenga como valor máximo un 15 % de la potencia de referencia. Entonces el valor del capacitor debe estar en tal rango

$$C \leq 0.15C_b \quad (2.22)$$

Mientras para el diseño del inductor L_2 , se tomó en cuenta la suma de los dos inductores el cual su valor debe ser menor o igual al 10 % de la inductancia base como se muestra en 2.23

$$L_1 + L_2 \leq 10\%L_b \quad (2.23)$$

Finalmente para el diseño del filtro se debe tener en cuenta ciertas restricciones que deben cumplirse para la inyección de potencia, para el filtro LCL la frecuencia de resonancia (ω_{res}) debe cumplir con,

$$10\omega_S < \omega_{res} < \frac{1}{2}\omega_{sw}, \quad (2.24)$$

donde $f_{sw} = \omega_{sw} / (2\pi)$ es la frecuencia de conmutación en Hz.

2.4. Control de inversores conectados a la red eléctrica

En un sistema fotovoltaico conectado a la red, el principal objetivo es controlar la potencia inyectada a partir de la corriente que el inversor inyecta a la red desde los paneles fotovoltaicos.

Este convertidor irá acompañado de un sistema de control que garantice que la corriente inyectada en la red siga fielmente la señal aportada como referencia de la corriente de máxima potencia (MPPT). El conjunto formado por el inversor y el controlador de corriente deberá comportarse como una fuente lineal capaz de inyectar en todo momento a la red, la corriente del generador fotovoltaico.

La estrategia de control aplicada a los inversores fotovoltaicos conectados a la red eléctrica consiste principalmente en dos lazos. Siempre corresponde a un control interno rápido de la corriente que permite el control de la corriente inyectada a la red y otro externo que permite el control de voltaje del bus de continua V_{DC} . El lazo de la corriente es el responsable del control de la calidad de potencia y la protección de la corriente inyectada a la red. Se encarga también de la compensación de la distorsión armónica y la dinámica del sistema. El lazo externo de voltaje se designa para controlar el bus de continua, se obtiene realizando un balance aproximado de potencias medias a ambos lados del inversor, potencia media de entrada en el lado de continua y la potencia media en lado de alterna. Los objetivos del controlador externo son la estabilidad de la dinámica del sistema y óptima regulación, por tanto este lazo de tensión es diseñado para tener un tiempo de establecimiento más lento, de 5 a 20 veces mayor que el interno. Así, los lazos de control interno y externo se pueden considerar desacoplados y, por tanto, la función de transferencia del lazo de corriente no se considera cuando se diseña el controlador de tensión [58].

Las técnicas de control de la corriente en los inversores se clasifican generalmente en dos grupos, los controladores lineales (PWM) y controladores no lineales (control por histéresis).

2.4.1. Controlador lineal de corriente

Los controladores lineales funcionan con la modulación de tensión PWM convencional. Este concepto permite aprovechar las ventajas del lazo abierto del modulador (PWM sinusoidal, modulación vectorial):

- Frecuencia de conmutación constante o limitada para garantizar la operación segura de los dispositivos del convertidor.
- Espectro de armónico bien definido.
- Patrón de conmutación óptimo.

- Buena utilización del bus de continua.

En este control, la señal moduladora que se compara con la portadora triangular se obtiene de la salida de un regulador lineal, generalmente un regulador Proporcional- Integral PI, como se muestra en Figura 2.9.

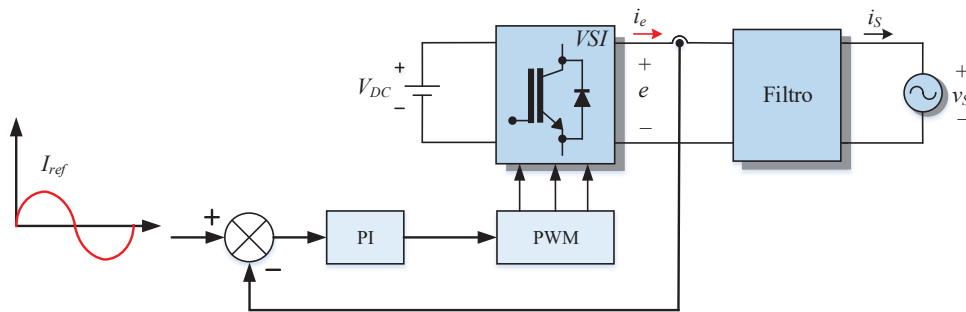


Fig. 2.9: Esquema de control en un inversor conectado a la red eléctrica.

Una gran ventaja de este control, es que se puede implementar mediante circuitos analógicos o digitales y presenta inmunidad al ruido, teniendo en cuenta que el limitado ancho de banda del regulador elimina las componentes de alta frecuencia de la señal de error de corriente. La limitación del ancho de banda se debe a la restricción impuesta por la máxima pendiente de la señal moduladora, y no se puede en ningún momento superar la pendiente de la portadora. En el sistema discreto, esta limitación viene impuesta por la constante de tiempo de actualización de las consignas en el modulador. El control lineal de corriente consiga unos resultados completamente satisfactorios en el control de corriente inyectada a la red [68].

Control

3. ANÁLISIS Y MODELO DE CONVERTIDORES CON ENCLAVAMIENTO AL PUNTO NEUTRO

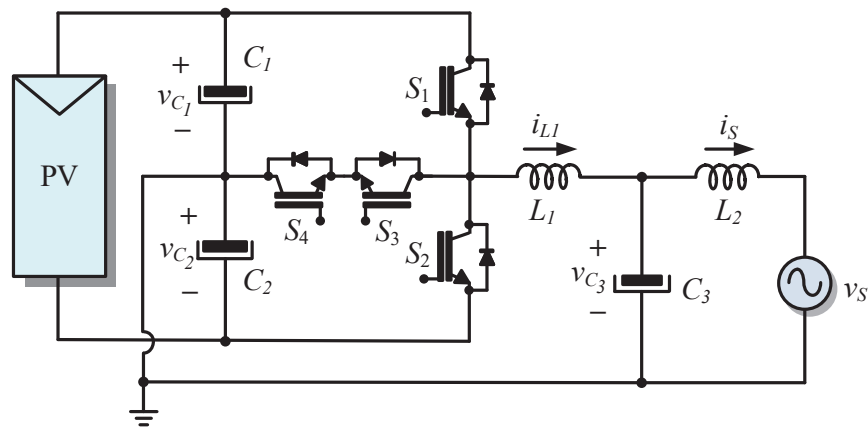
Resumen

En este capítulo se describe el modelo matemático de un convertidor con enclavamiento al punto neutro, en particular para los inversores tipo T y NPC. En la descripción se identifican los principales objetivos de control y el diseño del controlador, el cual está basado en el modelo promedio del convertidor, tomando como referencia a [17].

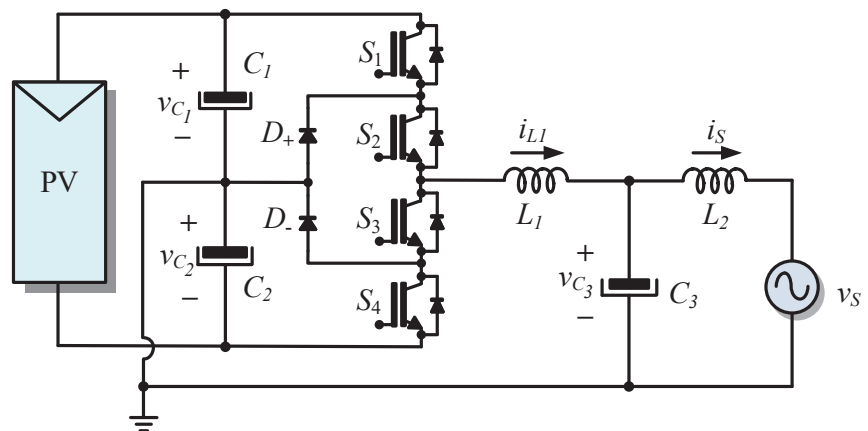
3.1. Descripción y modelo del inversor con filtro LCL

La estructura básica de los convertidores con enclavamiento al punto neutro en particular, los inversores tipo T y NPC, conectados con un filtro LCL para inyección de potencia activa, se muestra en la Figura 3.1. La fuente monofásica de alimentación de AC es representada por v_S , como el voltaje del panel fotovoltaico se asume constante se sustituye por una fuente de DC, el voltaje e_u es el voltaje de salida del inversor.

Las topologías de inversores que se emplearan para la inyección de potencia son de la familia de inversores con enclavamiento al punto neutro de ahí por sus siglas en inglés NPC, estos



(a)



(b)

Fig. 3.1: Inversores monofásicos, a) Tipo T, b) NPC.

pueden construir señales con un bajo contenido armónico, además de que se reduce el número de conmutaciones en cada interruptor y por lo tanto se reduce el tiempo de conducción de cada dispositivo, favoreciendo a la eficiencia del mismo. Por otro lado la principal desventaja que se presenta con la utilización de estas topologías es el desbalance del voltaje sobre los capacitores, los cuales son los encargados de generar los distintos niveles de voltaje y corriente, aunque esto se puede resolver utilizando fuentes de CD separadas o regulando el voltaje de cada capacitor.

Como se muestra en la Figura 3.1 los inversores están compuestos de 4 interruptores donde cada interruptor está compuesto con un IGBT y un diodo antiparalelo, también tienen dos capacitores que sirven como divisor de voltaje que están conectados a la fuente DC. Estas son algunas características comunes en sus diseños, pero respecto a su eficiencia el inversor NPC tiene una

eficiencia alrededor de 97 % mientras el inversor tipo T tiene una eficiencia alrededor del 98 %. Otra similitud que tiene estas topologías es que se consideran como una solución efectiva en sistemas fotovoltaicos conectados a la red sin transformador debido a que, la corriente parásita es muy baja y cumple con la normativa establecida, DIN VDE 0126-1-1 la cual establece que la corriente de dispersión o parásita máxima permitida para sistemas fotovoltaicos sin transformador es de 300 mA.

Otro punto importante es la técnica de modulación, para el inversor tipo T la técnica tiene una alta eficiencia y produce un bajo contenido de armónicos en la corriente de red inyectada. Observe también que, la técnica de modulación mantiene el VTCM como una constante y en consecuencia, la corriente de fuga se mantiene a cero, por parte de la técnica de modulación para el inversor NPC tiene el objetivo de disminuir tanto las pérdidas de conducción y por conmutación.

Para asegurar la transferencia de potencia activa a la red eléctrica mediante la conexión del inversor con filtro LCL, es necesario conocer las ecuaciones del filtro. Por ello el sistema se considera un circuito simplificado como se muestra en la Figura 3.2. Cabe mencionar que el análisis es el mismo para las dos topologías de inversores y se asumirá que las resistencias parásitas son de un valor despreciable. Esto representa un problema de control más difícil ya que el amortiguamiento en lazo cerrado será proveído únicamente por el controlador.

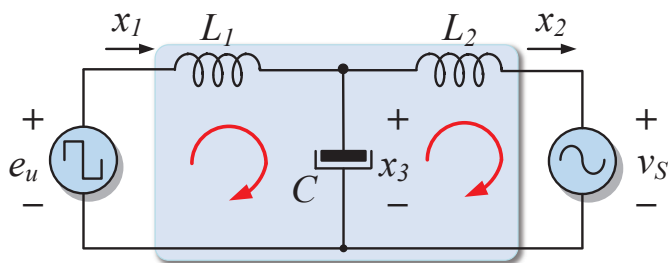


Fig. 3.2: Modelo equivalente del convertidor conectado a la red con filtro LCL.

El proceso de modelado se inicia obteniendo las dinámicas de las corrientes de los inductores y las expresiones que describen las dinámicas de los capacitores. Posteriormente, se simplifica y se realizan cambios de variables para facilitar el diseño del controlador. Aplicando las leyes de voltaje y corriente Kirchhoff al circuito de la Figura 3.2, se obtiene las ecuaciones del modelo promedio del sistema:

$$L_1 \dot{x}_1 = e_u - x_3 \quad (3.1)$$

$$L_2 \dot{x}_2 = x_3 - v_s \quad (3.2)$$

$$C \dot{x}_3 = x_1 - x_2 \quad (3.3)$$

promedio a través de los inductores L_1 y L_2 , respectivamente, x_3 el voltaje promedio a través del capacitor C y e_u denota el voltaje promedio de salida del inversor y v_s denota el voltaje de la red eléctrica.

3.2. Objetivos del control

Basado en el modelo del convertidor se proponen los siguientes objetivos de control:

(i) *Seguimiento de corriente*

Este objetivo obliga a la corriente de línea i_S a seguir una referencia de corriente proporcional al voltaje de red v_S , esto es,

$$x_2 \rightarrow x_2^* \quad (3.4)$$

como se planteó anteriormente $x_2 \triangleq i_S$ entonces se reescribe

$$x_2 \rightarrow i_S^* \quad (3.5)$$

donde la referencia de corriente se propone como

$$i_S^* = \frac{P_{ref}}{v_{s,RMS}^2} v_S \quad (3.6)$$

Donde P_{ref} representa la referencia de la potencia activa, por lo tanto $P_{ref}/v_{s,RMS}^2$ es un escalar que representa la conductancia aparente observada por la fuente y $v_{s,RMS}$ representa el voltaje *RMS* de la red eléctrica. Nótese que la corriente de referencia se construye a través del voltaje de línea v_S , es por ello que está contaminado por armónicos, la señal de referencia de corriente también tendrá contenido armónico. Para evitar este inconveniente se propone construir

la referencia de corriente como una señal proporcional a la componente fundamental del voltaje de línea, es decir:

$$i_S^* = \frac{P_{ref}}{v_{s,RMS}^2} v_{S,1} \quad (3.7)$$

(ii) *Lazo de balance de voltaje*

Este objetivo consiste en garantizar que el voltaje de los capacitores alcance en promedio el mismo nivel de voltaje, es decir, que la diferencia entre los voltajes de los capacitores sea cero. Esto se puede expresar como:

$$\langle x_5 \rangle_0 = 0 \quad (3.8)$$

3.3. Suposiciones para el desarrollo de la ley de control

Para facilitar el diseño del controlador, se hacen las siguientes consideraciones:

A. Suposición de desacoplo. Se asume que la dinámica de corriente del inductor es más rápida que la dinámica de voltaje del capacitor. Así, basado en el principio de separación de escalas de tiempo, el diseño del control se puede dividir en dos lazos.

B. Los parámetros del sistema L_1 , L_2 y C son constantes positivas desconocidas que varían lentamente.

3.4. Modelo de error

El objetivo de inyección de potencia a la red eléctrica requiere que el estado x_2 siga asintóticamente a una referencia x_2^* propiamente definida. Del modelo (3.1)-(3.3) se requiere que x_2 en estado estable sea igual a x_2^* esto define valores de estado estable x_1^* y x_3^* para x_1 y x_3 respectivamente como [47], [72]

$$x_1^* = CL_2 \ddot{x}_2^* + C \dot{v}_S + x_2^* \quad (3.9)$$

$$x_2^* = \frac{P_{ref}}{v_{S,RMS}^2} v_S \quad (3.10)$$

$$x_3^* = v_S + L_2 \dot{x}_2^* \quad (3.11)$$

Notar que \dot{x}_1^* y \dot{x}_3^* están dados por

$$\dot{x}_1^* = CL_2\ddot{x}_2^* + C\dot{v}_S + \dot{x}_2^* \quad (3.12)$$

$$\dot{x}_3^* = \dot{v}_S + L_2\ddot{x}_2^* \quad (3.13)$$

y por lo tanto se propone la expresión de e_u , en términos de la señal de control u como

$$e_u = v_S + CL_1\dot{v}_S + (L_1 + L_2)\dot{x}_2^* + CL_1L_2\ddot{x}_2^* + u \quad (3.14)$$

La señal de error se obtiene de restar la señal medida con la señal de referencia es decir, $\tilde{x}_i := x_i - x_i^*$ para $i = 1, 2, 3$, con esto se obtiene la transformada en variables de error.

$$L_1\dot{\tilde{x}}_1 = -\tilde{x}_3 + u \quad (3.15)$$

$$L_2\dot{\tilde{x}}_2 = \tilde{x}_3 \quad (3.16)$$

$$C\dot{\tilde{x}}_3 = \tilde{x}_1 - \tilde{x}_2 \quad (3.17)$$

La entrada de control u se diseña como una función del estado de error para proporcionar amortiguamiento.

3.5. Diseño del control

A continuación se utiliza el modelo matemático para el desarrollo del controlador. Este se basa en el modelo promedio del convertidor, el cual resultará en un control multilazos que consta de un lazo de seguimiento de corriente, un lazo de voltaje que incluye un lazo de balance.

3.5.1. Lazo de seguimiento de corriente

Para la retroalimentación del control en el cual se hace uso de la corriente de entrada x_1 y el voltaje de la red v_S y debido a que la fuente de voltaje puede estar contaminada, el control propuesto incluye un estimador de la componente fundamental de v_S . El diseño del controlador comienza considerando la dinámica de corriente x_1 , la cual está representada por el subsistema (3.15), donde para garantizar estabilidad y el seguimiento de la referencia x_1^* se propone el siguiente controlador:

$$u = -k_1 \tilde{x}_1 + \phi \quad (3.18)$$

donde k_1 es una ganancia positiva y ϕ es un término que agrupa posibles perturbaciones armónicas, sustituyendo (3.18) en (3.14), la entrada de control para (3.1)-(3.3) está dada por [47]

$$e = v_s + CL_1 \ddot{v}_s + (L_1 + L_2) \dot{x}_2^* + CL_1 L_2 \ddot{x}_2^* - k_1 \tilde{x}_1 + \hat{\phi} \quad (3.19)$$

donde ϕ puede considerarse como una perturbación armónica que puede ser expresada por:

$$\hat{\phi} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^N \frac{\gamma(2n-1)s}{s^2 + (2n-1)^2 \omega_s^2} \quad (3.20)$$

donde $\gamma(2n-1)$ es un parámetro positivo de diseño representando la ganancia del k -ésimo oscilador armónico y ω_s es la frecuencia angular de la red.

Note que, este banco de filtros resonantes trata con la compensación armónica, es decir, dentro de este bloque se encuentran filtros resonantes sintonizados a la frecuencias de cada uno de los armónicos impares de la frecuencia fundamental de la red eléctrica.

El principal inconveniente en la aplicación del control de e_u es que es necesario tener disponible el voltaje de la red v_S , la referencia de corriente x_2^* y las expresiones de sus derivadas con respecto al tiempo. Sin embargo el uso de un estimador del voltaje de la red eléctrica puede solucionar este problema y teniendo en cuenta el hecho de que la corriente de referencia x_2^* es proporcional a v_S , la corriente de referencia y su derivada en el tiempo puede ser expresada en término de voltaje de red estimado y su derivada en el tiempo.

Modelado de la red eléctrica y estimador de componente fundamental

Para implementar el control, el voltaje de la red y su derivada en el tiempo deben estar disponibles. Por lo tanto se utiliza un estimador lineal [70]-[71] para reconstruir la componente fundamental del voltaje \hat{v}_S y su derivada.

$$\hat{v}_S = \omega_s \hat{\phi} + \lambda(v_s - \hat{v}_S) \quad (3.21)$$

$$\dot{\hat{\phi}} = -\omega_s \hat{v}_S \quad (3.22)$$

donde ω_s es la frecuencia angular de la red eléctrica y λ es una ganancia constante positiva que fija la velocidad de la respuesta de la estimación. La representación de la función de transferencia del estimador es [72]

$$\frac{\hat{v}_S(s)}{v_S(s)} = \frac{\lambda s}{s^2 + \lambda s + \omega_s^2} \quad (3.23)$$

ya que la función de transferencia es un filtro pasaband que tiene desplazamiento de fase cero y un pico de resonancia unitaria a la frecuencia de la red, por ello, el estimador reconstruye la componente fundamental de v_S y filtra cualquier otra frecuencia.

Controlador completo

La corriente de referencia x_2^* está definida como una señal la cual es proporcional a la componente fundamental estimada del voltaje de la red eléctrica por lo tanto $x_2^* = g\hat{v}_S$ donde g es la conductancia deseada del sistema de inyección de potencia y se define como

$$g = P_{ref}/V_{S,RMS}^2 \quad (3.24)$$

donde $V_{S,RMS}^2$ es el valor RMS del voltaje de la red. La referencia de potencia P_{ref} es una constante pero también para aplicación en un sistema fotovoltaico puede venir de un algoritmo de seguimiento del máximo punto de potencia (MPPT) y representa la cantidad disponible de potencia que será inyectada a la red eléctrica.

Con la estructura particular de la componente fundamental del voltaje de la red $v_S(t) = V_m \sin(\omega t)$ sus derivadas pueden ser calculadas como:

$$\dot{v}_S(t) = \omega V_m \cos(\omega t) \quad (3.25)$$

$$\ddot{v}_S(t) = -\omega^2 V_m \sin(\omega t) = -\omega^2 v_S(t) \quad (3.26)$$

$$\ddot{v}_s(t) = -\omega^3 V_m \cos(\omega t) = -\omega^2 \dot{v}_S(t) \quad (3.27)$$

La corriente de referencia de salida está definida como $x_2^* = g\hat{v}_S$ y sus derivadas se calculan con el estimado del voltaje de la red eléctrica.

$$\hat{v}_S(t) = \hat{V}_m \sin(\omega t) \quad (3.28)$$

$$x_2^* = g \hat{v}_S \quad (3.29)$$

$$\dot{\hat{v}}_S(t) = \omega \hat{V}_m \cos(\omega t) \quad (3.30)$$

$$\dot{x}_2^* = g \dot{\hat{v}}_S \quad (3.31)$$

$$\ddot{\hat{v}}_S(t) = -\omega^2 \hat{v}_S(t) \quad (3.32)$$

$$\ddot{x}_2^* = -g \ddot{\hat{v}}_S = -\omega^2 x_2^* \quad (3.33)$$

$$\ddot{\hat{v}}_S(t) = -\omega^2 \hat{v}_S(t) \quad (3.34)$$

$$\ddot{x}_2^* = -g \ddot{\hat{v}}_S = -\omega^2 \dot{x}_2^* \quad (3.35)$$

Mediante el uso de las ecuaciones anteriores el control (3.19) puede ser reescrito en términos de \hat{v}_S , $\dot{\hat{v}}_S$ y x_2^* , \dot{x}_2^* .

$$e_u = \alpha_1 \hat{v}_S + \alpha_4 \dot{x}_2^* - k_1(x_1 - x_1^*) \quad (3.36)$$

$$x_1^* = \alpha_2 x_2^* + \alpha_3 \dot{\hat{v}}_S \quad (3.37)$$

donde

$$\alpha_1 = 1 - \omega^2 L_1 C \quad (3.38)$$

$$\alpha_2 = 1 - \omega^2 L_2 C \quad (3.39)$$

$$\alpha_3 = C \quad (3.40)$$

$$\alpha_4 = L_1 + L_2 - \omega^2 L_1 L_2 C \quad (3.41)$$

Con (3.36) y (3.37) se obtiene el lazo de corriente como se muestra en la Figura 3.4, así como se muestra la estimación de la red y la corriente de referencia. En el lazo de corriente se agrega un bloque de banco de filtros resonantes que tratan con la compensación armónica.

3.5.2. Lazo de balance de voltaje

Para el diseño del lazo de balance de debe tomar en cuenta el análisis de la parte DC, para obtener el modelado del sistema en la Tabla 3.1 se muestran los posibles estados del inversor

dependiendo de las combinaciones de sus interruptores, así como la tensión de salida e correspondiente a cada estado de conmutación. El interruptor de la Figura 3.3 puede tomar valores en un conjunto discreto, es decir, $u \in \{1, 0, -1\}$, tal como se describe en la Tabla 3.1.

Tab. 3.1: estados de conmutación

u	S_1	S_2	S_3	S_4	e
1	1	0	0	1	v_{C1}
0	0	0	1	1	0
-1	0	1	1	0	$-v_{C2}$

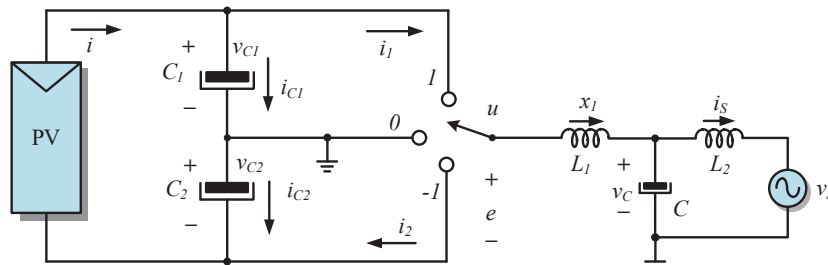


Fig. 3.3: Circuito equivalente para la topología tipo T.

A partir de tabla y aplicando leyes de Kirchhoff de corriente y voltaje al circuito de la Figura 3.3 es posible obtener expresiones para los voltajes y corrientes del convertidor en términos de las posiciones del interruptor y con ellas obtener la dinámica de la suma y la diferencia del voltaje de los capacitores. Por tanto, la forma final del modelo matemático de las dinámicas de voltaje 3.45 y 3.46 esta dada por

$$C\dot{x}_4 = 2i - ux_1 \quad (3.42)$$

$$C\dot{x}_5 = -u^2x_1 \quad (3.43)$$

Note que, $\dot{x}_4 = \dot{v}_{C1} + \dot{v}_{C2}$, la suma de los voltajes de los capacitores, es decir, el voltaje del panel FV y es posible definir $\dot{x}_5 = \dot{v}_{C1} - \dot{v}_{C2}$, como la diferencia de los voltajes de los capacitores, el cual representa una medida del desbalance de los capacitores.

Aplicando nuevamente leyes de voltaje y corrientes de Kirchhoff a la salida del convertidor de la Figura 3.3 se obtiene la dinámica de voltaje del inversor (e) como

$$e = \frac{u}{2}x_4 + \frac{u^2}{2}x_5 \quad (3.44)$$

Por tanto el modelo del sistema tomando en cuenta lo anterior, se reduce a

$$C\dot{x}_4 = 2i - ux_1 \quad (3.45)$$

$$C\dot{x}_5 = -u^2x_1 \quad (3.46)$$

$$e = \frac{u}{2}x_4 + \frac{u^2}{2}x_5 \quad (3.47)$$

$$(3.48)$$

Para el lazo de balance de voltaje en los capacitores se toma en cuenta que después de un tiempo relativamente corto, $x_1 \triangleq i_s^*$ y por lo tanto el subsistema (3.46) se puede reescribirse como,

$$C\dot{x}_5 = -u^2x_1^* \quad (3.49)$$

el cuál será utilizado para fines de diseño de control. En este caso, el controlador siguiente es propuesto

$$u = \frac{2e - \nu}{v_d} \quad (3.50)$$

$$\nu = -\frac{k_i}{s} - \frac{k_p}{\tau s + 1} \quad (3.51)$$

donde k_p , k_i son las ganancias de los términos proporcional e integral del controlador PI. El diagrama de bloques del lazo de balance es mostrado en la Figura 3.4.

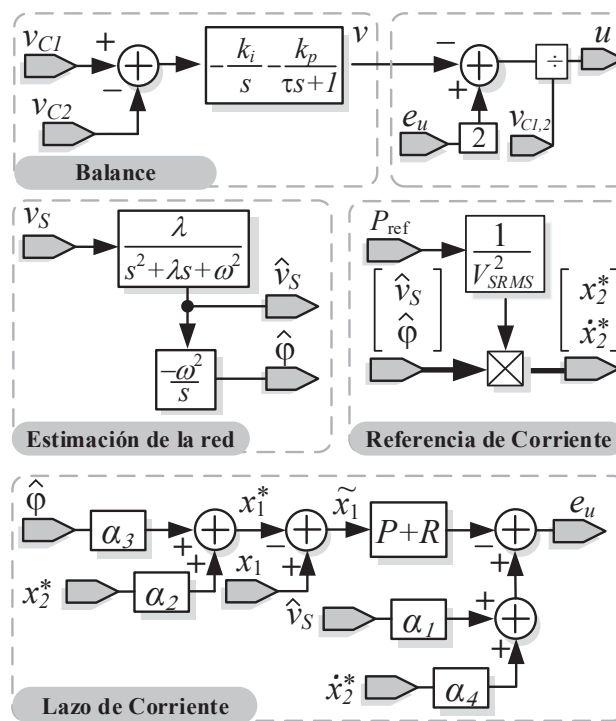


Fig. 3.4: Esquema a bloques del controlador para inyección de potencia activa.

4. IMPLEMENTACIÓN

Resumen

En este capítulo se presenta la implementación de los convertidores con enclavamiento al punto neutro, para la obtención de resultados en lazo cerrado. El diseño del prototipo se divide en dos etapas: La primera parte del capítulo describe de manera detallada, la adquisición para el acondicionamiento de señales que permitirán el control de las conmutaciones. La segunda etapa se enfoca al diseño del sistema de potencia, donde se explican los circuitos para el control de compuerta y finalmente se muestra las topologías implementadas.

4.1. Implementación física

Para la implementación en lazo abierto y lazo cerrado de los convertidores con enclavamiento al punto neutro, además de la interconexión que hay entre la etapa de adquisición de señales, la etapa de acondicionamiento y la etapa de potencia es necesario una interfaz para poder monitorear y manipular cada una de las etapas usadas en la implementación. Para realizar la interfaz se usó la tarjeta dSPACE, un sistema basado en la tarjeta del controlador dSPACE 1104 R&D compuesta por hardware y software. La tarjeta de control DS1104 R&D es un tablero estándar que se conecta a un conector PCI (Interconexión de Componentes Periféricos) de una PC, la cual está diseñada específicamente para el desarrollo de controladores digitales multivariables

de alta velocidad, simulaciones en tiempo real en varios campos y para prototipos de control rápido [45]. Cabe destacar que la tarjeta de control para realizar este proyecto fue modificada en la señal de salidas de los PWMs. En la Figura 4.1 se muestra el diagrama de bloques de la implementación física que se tiene para los inversores con enclavamiento al punto neutro con filtro LCL conectados a la red. Cabe mencionar que, para simplificar la exposición, se asume que el voltaje del panel fotovoltaico se asume constante, por ello se sustituye por una fuente de DC.

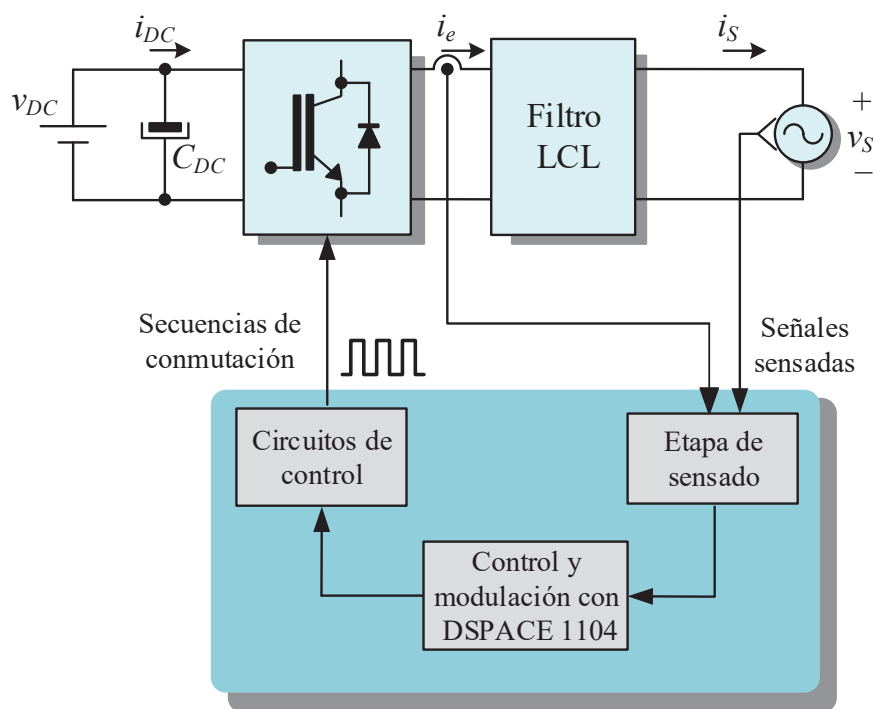


Fig. 4.1: Diagrama de bloques del prototipo para la implementación física.

A continuación se presenta los circuitos de control y sensado, la implementación de los prototipos experimentales de los inversores con enclavamiento al punto neutro.

4.2. Etapa de sensado y acondicionamiento de señales

Como se mencionó, en la primera etapa se describe el sensado que sirve para el acondicionamiento de las señales, es importante notar que la etapa de sensado permite implementar el control en lazo cerrado para la DSPACE. Para ello, es necesario monitorear cada variable que sea de interés en los lazos del controlador propuesto. Enseguida de sensar las señales de interés

para el controlador, es necesario adecuarlas por esta razón se debe desarrollar una interfaz por medio de software, lo cual permitirá tener control total de la etapa de potencia y del controlador. El esquema de control se implementa utilizando un Procesador Digital de Señales (Digital Signal Processor, DSP) basado en una tarjeta dSPACE 1104.

4.3. Tarjeta de sensado

La tarjeta de sensado actúa como interfaz entre el sistema de potencia y el controlador, además debe ser capaz de medir magnitudes físicas como voltajes y corrientes que a su vez interactúan con la tarjeta dSPACE. El rango de operación de los convertidores analógicos-digitales, (Analog-to-Digital Converter, ADC) en la tarjeta dSPACE es de 10 V por lo que para evitar daños en el equipo, las señales de entrada deben mantenerse acotadas a estos valores. Además los sensores de esta tarjeta, garantizan aislamiento galvánico entre las etapas de potencia y control, debido a que se han utilizado sensores de efecto Hall. La tarjeta de sensado se diseñó con una capacidad de sensar tres variables de voltaje y tres de corriente [45]-[73].

El sensor de corriente utilizado es el CLN-50 y los sensores de voltaje son LV-25P. En la Tabla 4.1, se presentan las características eléctricas de ambos sensores. El sensor CLN-25 se puede configurar de tal forma que ofrezca diferentes rangos de medición, que van desde 5, 6, 8, 12 y 25 ARMS. El LV-25P permite sensar un voltaje V_s mediante la medición de una corriente, proporcional al voltaje sensado, a través de una resistencia conectada a la terminal HT+ del sensor. La salida se ajusta por medio de una configuración seguidor de voltaje y una configuración de amplificador no inversor con amplificadores operacionales [73]-[74].

Tab. 4.1: Características de los sensores

Sensor de corriente		Sensor de voltaje	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
Voltaje de alimentación	$\pm 12 \text{ V}$ a $\pm 15 \text{ V}$	Voltaje de alimentación	$\pm 12 \text{ V}$ a ± 15
Relación de conversión	1:1000	Relación de conversión	2500:1000
Resistencia de medición	50Ω a 100Ω	Resistencia de medición	30Ω a 500Ω
Rango de medición	0 A a 90 A	Rango de medición	10 V a 500 V

Para adecuar las señales de voltaje de salida de los inversores y la corriente de red se debe realizar un arreglo por medio de amplificadores operacionales junto a los sensores. El primer amplificador operacional se conecta en modo de convertidor de corriente a voltaje, esto para ob-

tener una señal de voltaje proporcional a la corriente sensada. El segundo amplificador, invierte el signo de la señal de voltaje y, además, añade una ganancia. Este último amplificador, también funciona como filtro pasa bajas, eliminando el ruido de alta frecuencia. Los diagramas eléctricos para la medición de corriente y voltaje se muestran en la Figura 4.2 a) y b) respectivamente.

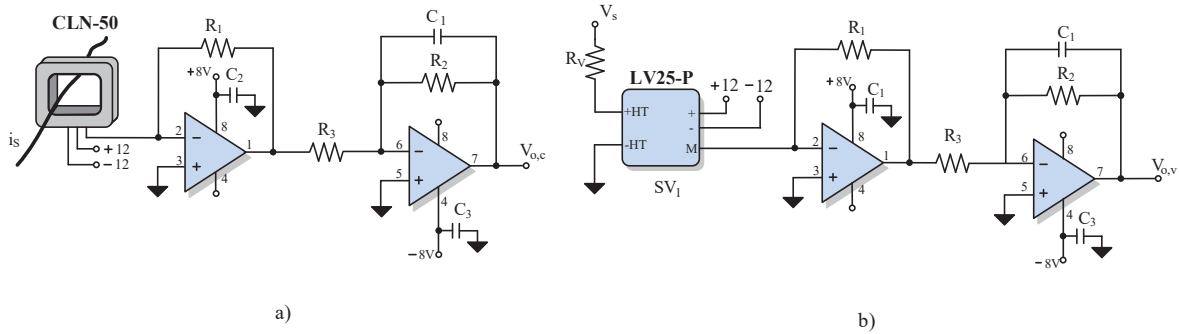


Fig. 4.2: Circuitos eléctricos para medición de a) corriente, b) voltaje.

De manera análoga al sensor de corriente, para la medición de voltaje es necesario realizar un arreglo con amplificadores operacionales. Esto con la finalidad de adecuar el voltaje sentido para interactuar con la tarjeta dSPACE. El primer amplificador operacional opera como un amplificador inversor mientras que el segundo amplificador invierte de nuevo la señal, además, filtra ruido de alta frecuencia y añade una ganancia [74].

Las funciones de transferencia para los circuitos de la Figura 4.2 a) y b) se expresan en (4.1) y (4.1), respectivamente

$$V_{o,c} = R_1 \frac{R_2}{R_3} \frac{n}{1000} i_s \quad (4.1)$$

$$V_{o,v} = R_1 \frac{R_1}{R_v} \frac{R_2}{R_3} 2.5 V_S \quad (4.2)$$

donde para (4.1), i_s , representa la corriente sensada, $V_{o,c}$, es el voltaje de salida, n , representa el número de vueltas a través del sensor y la constante $1/1000$ es un factor del sensor de corriente. Para la función de transferencia del voltaje mostrada en (4.2), $V_{o,v}$, es el voltaje de salida y la constante 2.5 , es un factor del sensor de voltaje. Los amplificadores operacionales utilizados fueron los TL082 [?]. En la Tabla 4.2, se resumen los valores de resistencias y capacitancias para cada sensor.

Las señales adquiridas por las tarjetas de sensado se pueden manipular con el software Simulink de MATLAB R2013a a través de la tarjeta dSPACE. En este software se implementa la

Tab. 4.2: Componentes de los circuitos para sensado de corriente y sensor de voltaje.

Sensor de corriente CLN-50		Sensor de voltaje LV-25P	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
R_1	50 Ω	R_1	180 Ω
R_2	2.7 k Ω	R_2	5.6 k Ω
R_3	500 Ω	R_3	3.3 k Ω
C_1	1 nF	C_1	1 nF
C_2, C_3	0.1 nF	C_2, C_3	0.1 nF

ley de control, además es posible establecer una protección contra sobre corrientes, como es en este trabajo. El controlador, revisado en el Capítulo 3, también se implementa en este programa, de esta manera el convertidor puede operar en lazo cerrado.

4.4. Tarjeta de control

Una vez que se adquieren las señales para el controlador utilizando la tarjeta de sensado, se pueden manipular utilizando la interfaz que se realiza en Simulink de MATLAB R2013a. Para esto es necesario una tarjeta de control la cual tiene como objetivo principal manipular las señales de control para la conmutación de los interruptores de potencia, obtenidas de la tarjeta de control DS1104 [47].

Además la manipulación de las señales de control, la tarjeta fue rediseñada con la capacidad de acoplar de manera óptica de la etapa de potencia y la tarjeta DS1104. La tarjeta de control implementada tiene acceso a los puertos PWM monofásicos y trifásicos a través del conector (o puerto esclavo) de la DS1104, también cuenta con una carga de precarga para aplicaciones que se requieran y por medio del conector maestro son habilitadas y deshabilitadas las señales de control y la precarga. Para no demandar una corriente excesiva a la tarjeta de control se utilizó el circuito integrado buffer 74LS541 como se muestra en la Figura 4.3 con la cual se evitará una demanda de corriente excesiva a la tarjeta de control.

El circuito buffer, internamente activa o desactiva la señal de entrada por medio de una compuerta AND. Las entradas de esta compuerta son de lógica inversa y si alguna o ambas están en 1 lógico, las salidas de los buffers están en estado de alta impedancia y las señales de entrada son bloqueadas. Por esta razón, en la Figura 4.3 se observa que la entrada del pin 1 se conecta directamente a cero volts y la entrada del pin 19 se conecta al pin 15 del conector

maestro de la tarjeta dSPACE, para habilitar el control (Control-Enable, CE). Los pulsos de la modulación que se generan utilizando en bloque SPWM en la interfaz de Simulink llegan a los pines 2, 3, 4 y 5 del circuito buffer.

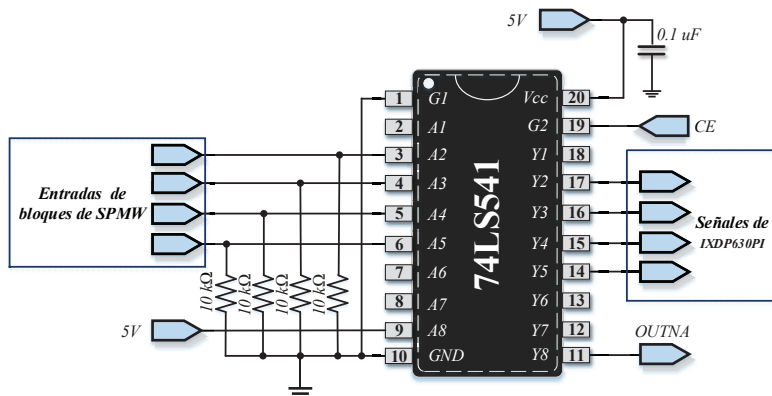


Fig. 4.3: Circuito buffer.

Por otra parte los puertos PWM monofásicos cuentan con tiempos muertos, generados con el circuito integrado IXDP630PI como se muestra en la Figura 4.4, junto con el arreglo de una resistencia y un capacitor, esto tiene como objetivo principal determinar la duración del retardo de encendido de la señal complementaria de cada fase. EL circuito integrado IXDP630PI proporciona tres pares de señales complementarias, que incluye un tiempo muerto que depende de un arreglo RC. Siguiendo la metodología utilizada en [46], es posible obtener el tiempo máximo de retardo. Este se fijó en $2 \mu s$. El propósito del circuito de tiempos muertos, es evitar corto circuitos entre los interruptores de potencia. Debido al funcionamiento no ideal de los mismos, se puede provocar un calentamiento excesivo y se reduce el tiempo de vida útil del convertidor [45] - [47].

La tarjeta de control cuenta con un acoplamiento óptico entre la etapa de potencia y la DS1104, para esto se usó una transmisión por medio de la fibra óptica como se muestra en la Figura 4.5 donde fue la principal contribución al rediseñar la tarjeta de control. Para activar los transmisores, es necesario adecuar una corriente que active el diodo emisor dentro del conector HFBR - 1531. Considerando que la tarjeta de control, se alimenta con 5 V y consultando las hojas de datos del fabricante, se fija una corriente de 50 mA, por lo tanto, la resistencia para los emisores es de 100Ω . El driver SN75452B permite el control de los emisores de fibra ya que internamente cuenta con compuertas NAND lo cual nos ayuda a mandar los pulsos adecuados al receptor ya que este trabaja funciona como un transistor de colector abierto y eso nos asegura que llegue los pulsos adecuados a los IGBTs de los convertidores.

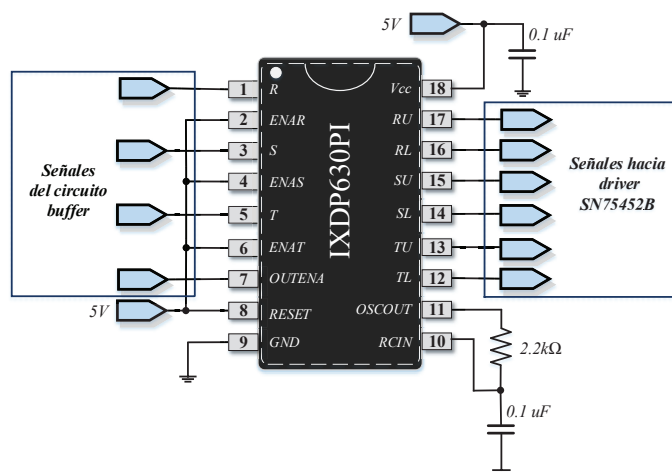


Fig. 4.4: Circuito de tiempos muertos.

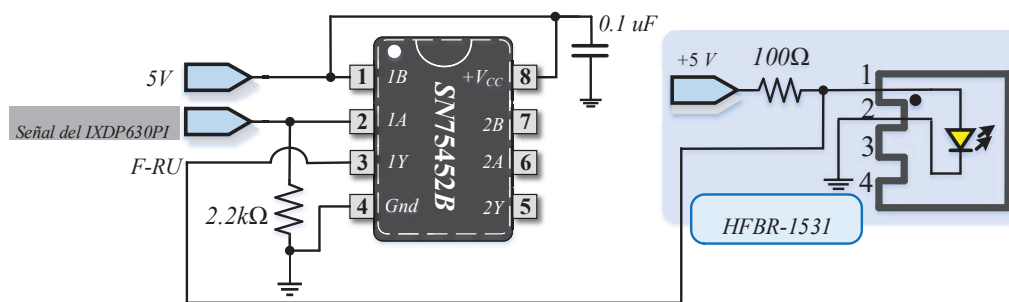


Fig. 4.5: Circuito para la activación de los emisores de fibra óptica.

La Figura 4.6 muestra el esquema del PCB terminado de la tarjeta de control en dos caras para mejorar la distribución de los trazos de las pistas.

4.5. Etapa de potencia

Dado que las señales de conmutación provienen de la tarjeta del control por medio de fibra óptica, es necesario realizar un circuito receptor de fibra. Posteriormente se debe acondicionar la señal de conmutación utilizando un circuito opto-acoplador y de este modo tener control sobre la compuerta de los semiconductores. Basándose en lo anterior, se pueden destacar los siguientes tres circuitos:

- Receptor de fibra.
- Opto-acoplamiento.

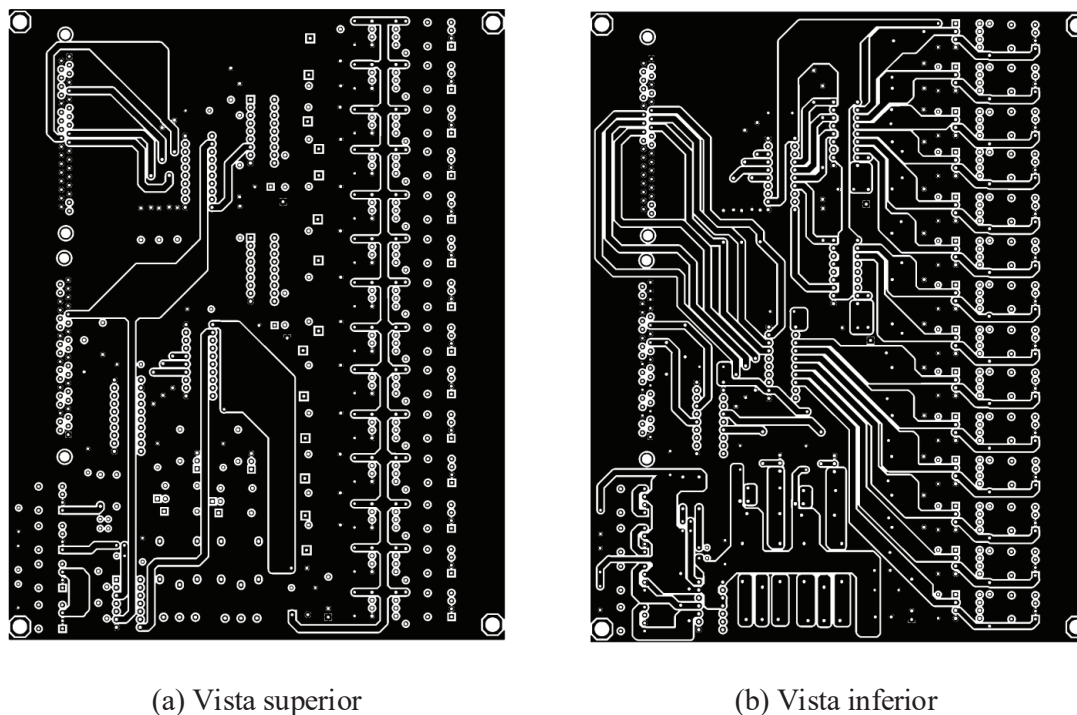


Fig. 4.6: Diseño del PCB de la tarjeta DS1104.

- Control de compuerta.

El receptor de fibra óptica funciona como un transistor de colector abierto, con una resistencia interna de $1\text{ k}\Omega$. El voltaje requerido para la alimentación del receptor es de 5 V . Por lo tanto, la corriente que proporciona el receptor es de 5 mA . Estas condiciones son un inconveniente, para el optoacoplador ACPL-3130, ya que requiere una corriente para la activación del diodo interno entre $7 - 16\text{ mA}$. Para obtener una corriente que active al diodo interno del opto-acoplador, se debe reducir el valor de la resistencia interna del receptor de fibra. Fijando una corriente que entre en el rango para activar el diodo con un voltaje de 5 V , resulta una resistencia R_{eq} tal que considerando la resistencia interna se obtenga el valor de la resistencia requerida [45]-[46]. El circuito del receptor de la fibra se muestra en la Figura 4.7. Otra ventaja de utilizar fibra óptica entre la tarjeta de potencia y la de control, es que se aísla de corrientes inducidas debido a interferencia electromagnética como suele presentarse al utilizarse cables de cobre.

Enseguida del circuito receptor, es necesario acondicionar la señal utilizando el opto-acoplador ACPL – 3130 como se muestra en la Figura 4.8, debido a que este componente garantiza un aislamiento óptico entre las etapas de control previamente descritas y la etapa de potencia. En la

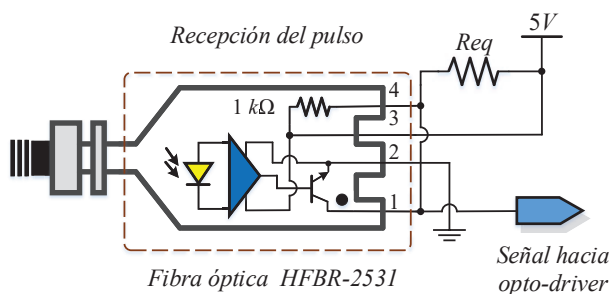


Fig. 4.7: Circuito receptor de fibra óptica.

Tabla 4.3 se muestra las características de operación del optoacoplador.

Tab. 4.3: Características del opto-acoplador ACPL-3130

Parámetro	Mínimo	Típico	Máximo
Corriente de salida i_o	2.5 A
Voltaje de saturación positivo V_{CC}	15 V	...	30 V
Voltaje de saturación negativo V_{EE}	-15 V	...	-30 V
Velocidad de conmutación T_{SW}	...	500 ns	...

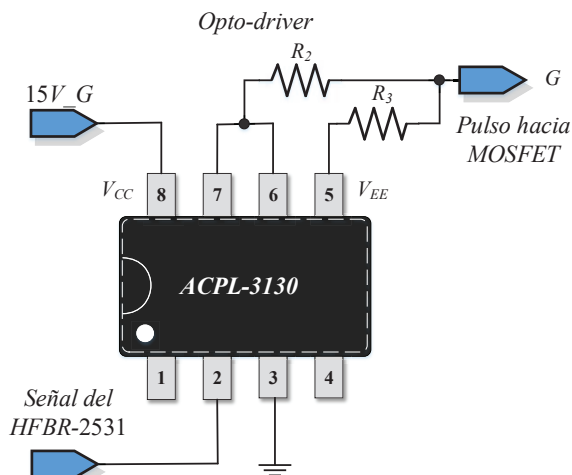


Fig. 4.8: Diagrama eléctrico para el optoacoplador.

Basándose en la metodología presentada en [46] se propone el circuito de la Figura 4.9, donde V_c representa la señal de conmutación proveniente del receptor de la fibra óptica, G_1 es la señal de compuerta para el IGBT. Para alimentar el driver óptico ACPL-3130 y generar referencias independientes de tierra en cada semiconductor, se utilizan fuentes aisladas MURATA MGJ2D051505SC, que regulan el voltaje de entrada de 5V a 15V.

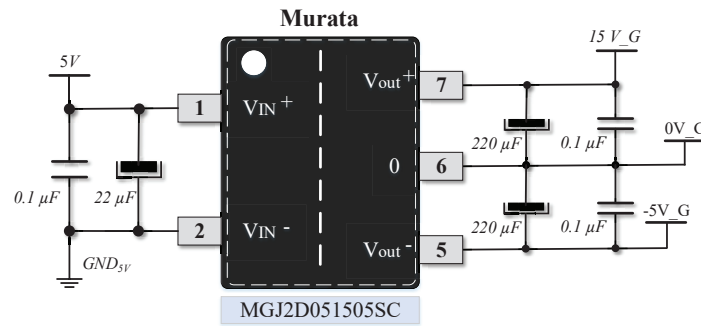


Fig. 4.9: Alimentación principal.

Los prototipos fueron realizados en el programa Altium Designer, el diseño contiene la parte de potencia donde se encuentran las terminales para la conexión de la fuente de DC y otra para conectar el filtro LCL, dos capacitores MKP, los IGBTs. También contiene la parte de control dedicada al acondicionamiento de la señal de disparo de los IGBTs. También se agregaron los diodos de marcha libre ya que los IGBTs están adheridos a un disipador, el cual evita el calentamiento excesivo de estos dispositivos. En la Tabla 4.4 se muestran los dispositivos y semiconductores utilizados para la implementación del sistema.

Tab. 4.4: Parámetro del sistema

Dispositivos	Valores
IGBT(IRG4PC40FD)	$V_{CE} = 600 \text{ V}, I_C = 27 \text{ A}$
Diodo MUR (1560)	$V = 600 \text{ V}, I = 15 \text{ A}$
Capacitor electrolítico	$820 \mu\text{F}$
Capacitor MKP	$160 \mu\text{F}$
Bobina L_1	1 mH
Bobina L_2	$552 \mu\text{H}$
C	$4 \mu\text{F}$
R_{GR}	10Ω
$v_{PV} = v_{C1} + v_{C2}$	440 V
f_{SW}	7.5 kHz
$C_{P1} = C_{P2}$	50 nF
v_S	127 V_{RMS}

5. RESULTADOS NUMÉRICOS DE SIMUALCIÓN

Resumen

En este capítulo se presentan resultados numéricos utilizando la ley de control para convertidores con enclavamiento al punto neutro, los cuales se obtienen mediante simulación empleando el simulador Pscad.

5.1. Implementación física

El desempeño del controlador propuesto para los convertidores con enclavamiento al punto neutro en específico el inversor NPC y el inversor tipo T, conectados a un filtro LCL mostrados en la Figura 5.1, se evaluaron mediante el programa Pscad, donde se midieron las variables de corriente de salida del inversor (i_e) y el voltaje de la red eléctrica (v_S). Los convertidores fueron simulados con valores de la Tabla 5.1. Los parámetros del controlador se muestra en la Tabla 5.2 estos valores aseguran que la corriente inyectada se encuentra en fase con el voltaje de la red eléctrica.

El filtro LCL a la salida del convertidor se simuló numéricamente con la ley de control que se explica en el capítulo 3 donde en la Figura 5.2 se presenta los resultados numéricos del inversor NPC y en la Figura 5.3 los resultados del inversor tipo T, donde se presenta los resultados en estado estable con potencia de referencia de 700 W, la corriente de salida del convertidor, la

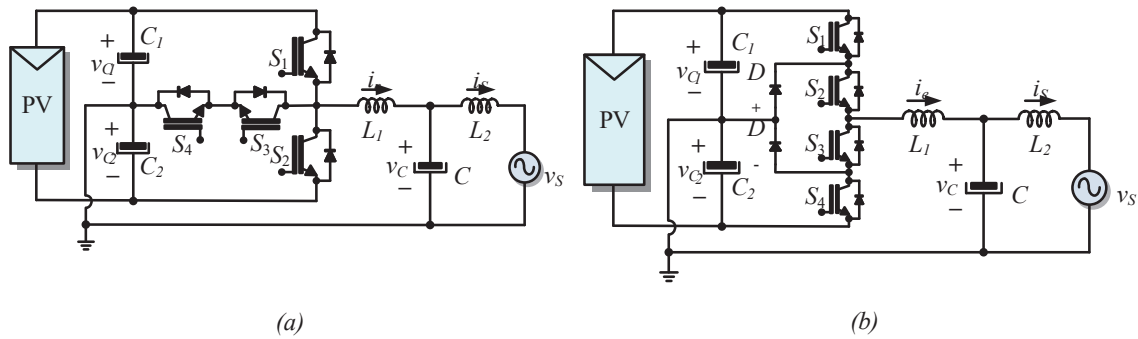


Fig. 5.1: Convertidores conectados a un filtro LCL, (a) Inversor tipo T, (b) inversor NPC.

Tab. 5.1: Parámetros del filtro para simulación

Elementos	Valores
L_1	1 mH
L_2	552 μ H
C	4 μ F
V_{DC}	440 V
P_{ref}	700 W

Tab. 5.2: Parámetros del controlador

Elementos	Valores
λ	250
α_1	0.9994
α_2	0.9997
α_3	4.037×10^{-6}
α_4	0.00152

corriente inyectada a la red y el voltaje del capacitor respectivamente. Se puede observar como en ambos inversores con la misma ley de control, el rizo de la corriente inyectada se reduce considerablemente en comparación con la corriente de salida del convertidor.

Como se mencionó en el Capítulo 3 el controlador cumple con dos objetivos, el primer objetivo tiene como función que la corriente inyectada se encuentre en fase con el voltaje de la red, en la Figuras 5.4-5.5 se muestra la respuesta transitoria ante cambio de potencia de referencia de 350 W a 700 W y viceversa del inversor NPC. De igual manera en las Figuras 5.6-5.7 se muestra la respuesta transitoria ante cambio de potencia de referencia de 350 W a 700 W y viceversa del inversor tipo T.

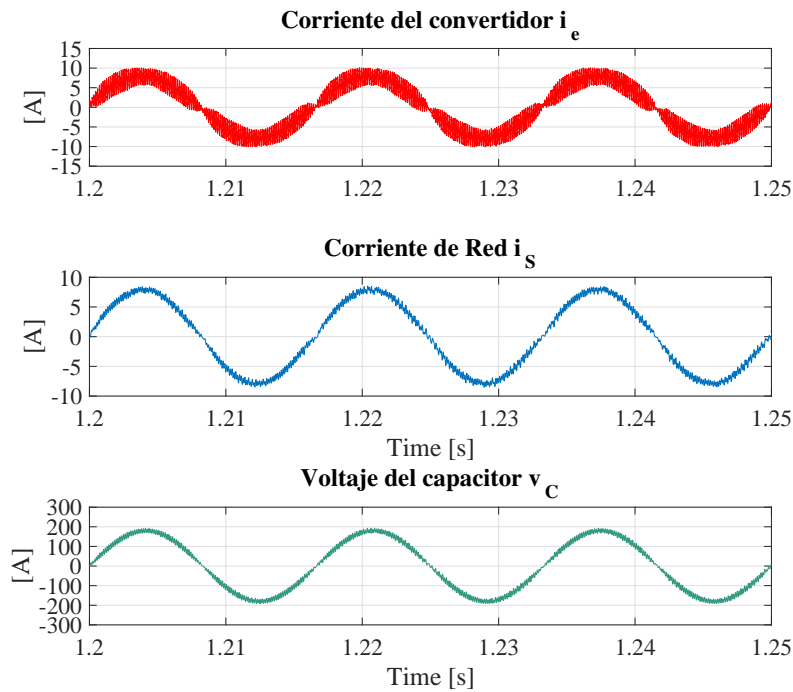


Fig. 5.2: (De arriba abajo) corriente de salida del inversor NPC, corriente inyectada a la red y voltaje del capacitor del filtro.

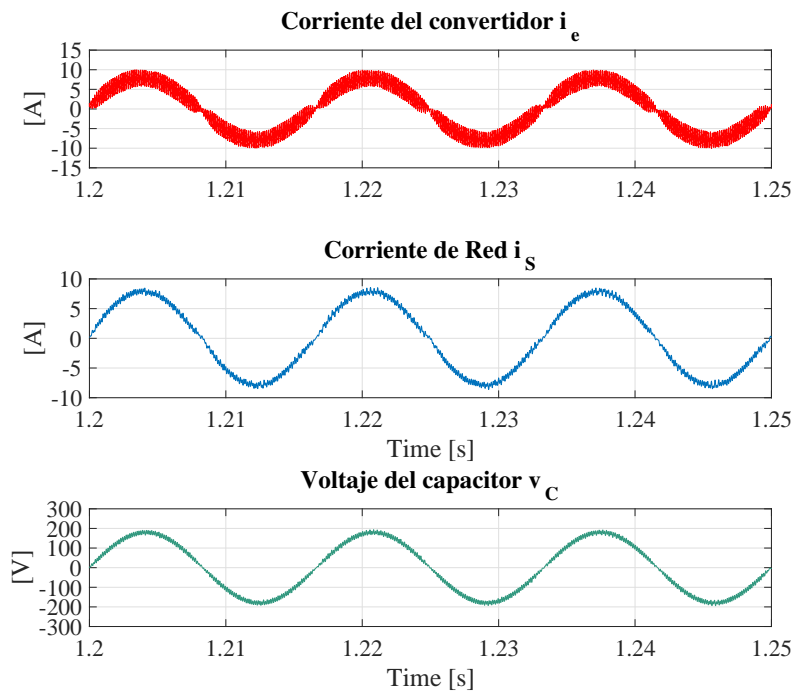


Fig. 5.3: (De arriba abajo) corriente de salida del inversor tipo T, corriente inyectada a la red y voltaje del capacitor del filtro.

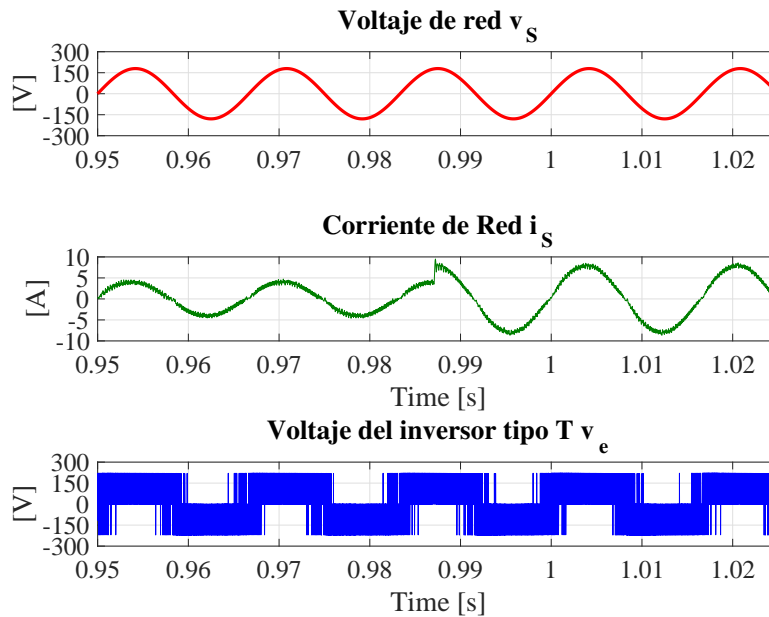


Fig. 5.4: (De arriba abajo) de 350 W a 700W, voltaje de red, corriente de red y voltaje de salida del inversor NPC.

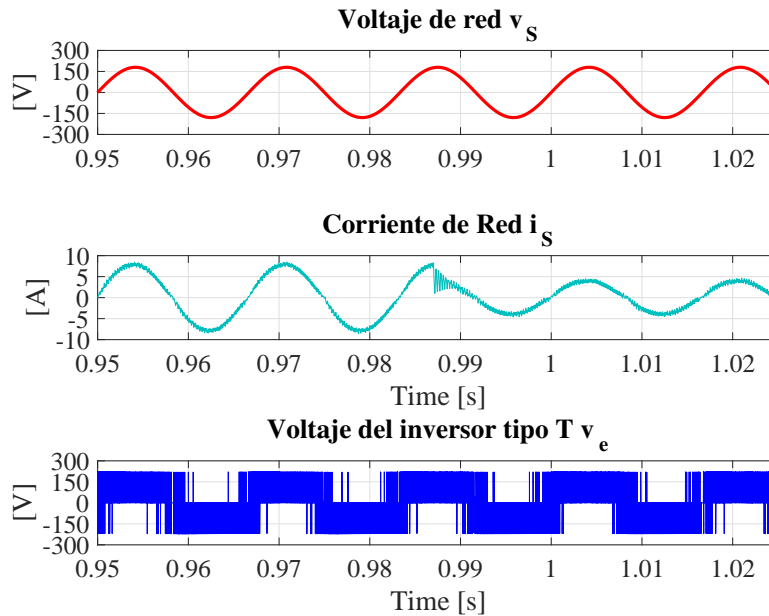


Fig. 5.5: (De arriba abajo) de 700 W a 3500W, voltaje de red, corriente de red y voltaje de salida del inversor NPC.

De igual manera en las Figuras 5.6-5.7 se muestra la respuesta transitoria ante cambio de potencia de referencia de 350 W a 700 W y viceversa del inversor tipo T. En la Figura 5.6 se muestra un cambio de potencia de 350 W a 700 W en el cual se observó que el cambio de potencia es rápido. En la Figura 5.7 se muestra el cambio de potencia de 700 W a 350 W en el

cual se observa que tiene una pequeña oscilación pero el cambio también es rápido.

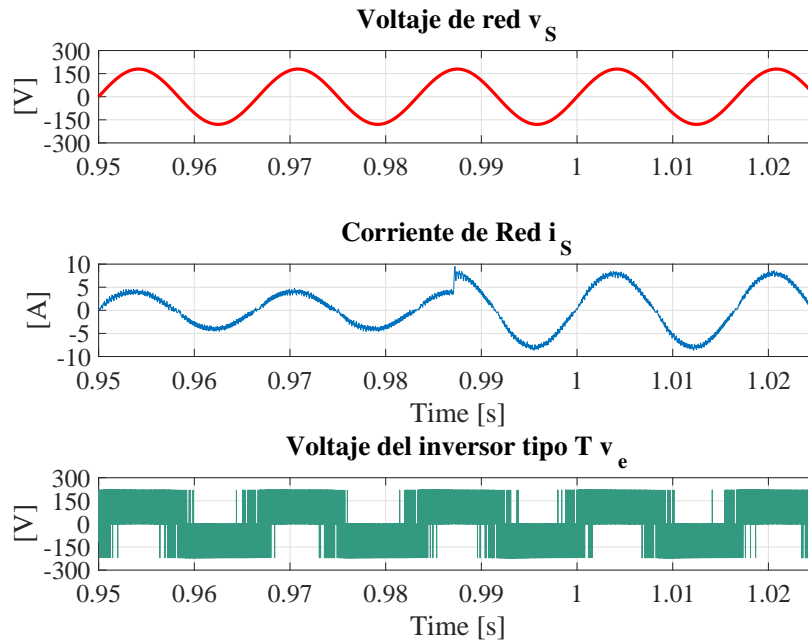


Fig. 5.6: (De arriba abajo) de 350 W a 700W, voltaje de red, corriente de red y voltaje de salida del inversor tipo T

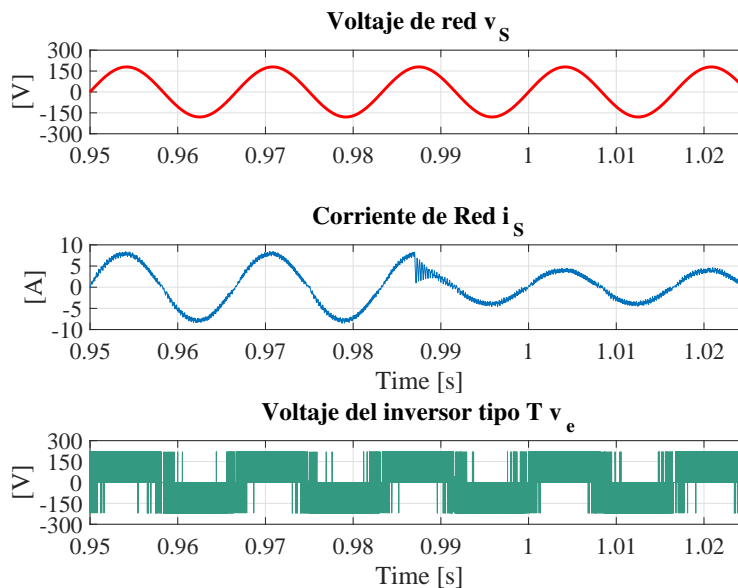


Fig. 5.7: (De arriba abajo) de 700 W a 350W, voltaje de red, corriente de red y voltaje de salida del inversor tipo T

Como se observó en las pruebas de inyección de potencia activa, el controlador funciona correctamente y tiene una respuesta rápida al cambio de potencia.

Por otra parte, otro de los objetivos del controlador es el balance de capacitores el cual tiene como objetivo garantizar que el voltaje de los capacitores C_1 y C_2 de ambos inversores, alcancen en promedio el mismo nivel de voltaje, es decir, que la diferencia entre los voltajes de los capacitores sea cero como se observa en la Figura 5.8 para el inversor tipo T y en la Figura 5.9 para el inversor NPC.

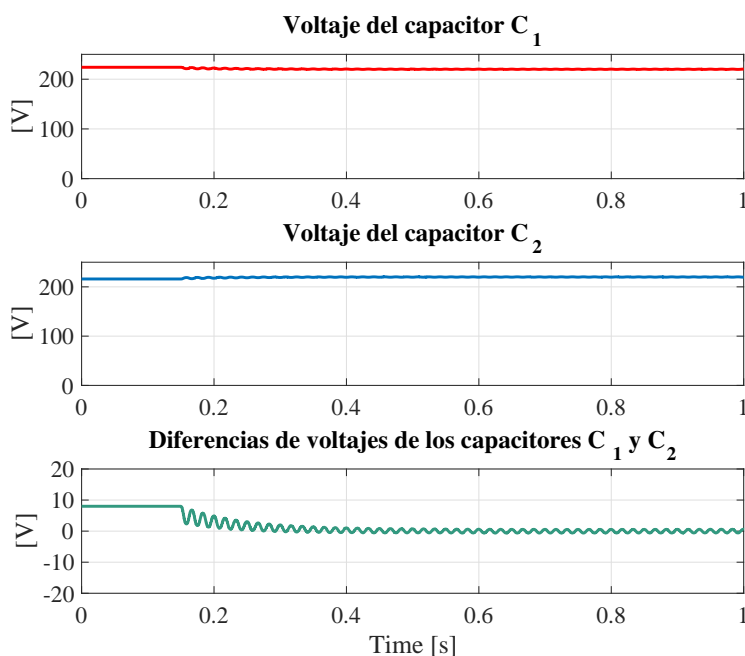


Fig. 5.8: (De arriba abajo) voltaje de C_1 , voltaje de C_2 , diferencias de los voltajes del inversor tipo T

Se observa en la la Figura 5.8 antes de que se active el controlador los dos capacitores estan desbalanceados donde su diferencia de voltaje es de 8V y va reduciendo esa diferencia en cero cuando el control se activa. Con ello se asegura que el lazo de balance cumple con su función, asegurando que los voltajes de los capacitores sean iguales dando asi una diferencia de cero. Lo mismo sucede para el inversor NPC donde en la Figura 5.9 de igual manera se observa una diferencia de 15V entre los capacitores C_1 y C_2 , donde en un tiempo determinado después de que se activo el control los voltajes de los capacitores son iguales dando asi una diferencia promedio 0.

Como se observa que mediante las pruebas de simulación se comprueba que el control cumple con los dos objetivos que se plantearon, donde el control asegura la inyección de potencia activa a la red eléctrica debido a que la corriente se encuentra en fase como la componente fundamental, además de que se demostró el funcionamiento correcto del lazo de balance y también se observa que con el filtro LCL la corriente inyectada reduce considerablemente el rizo con

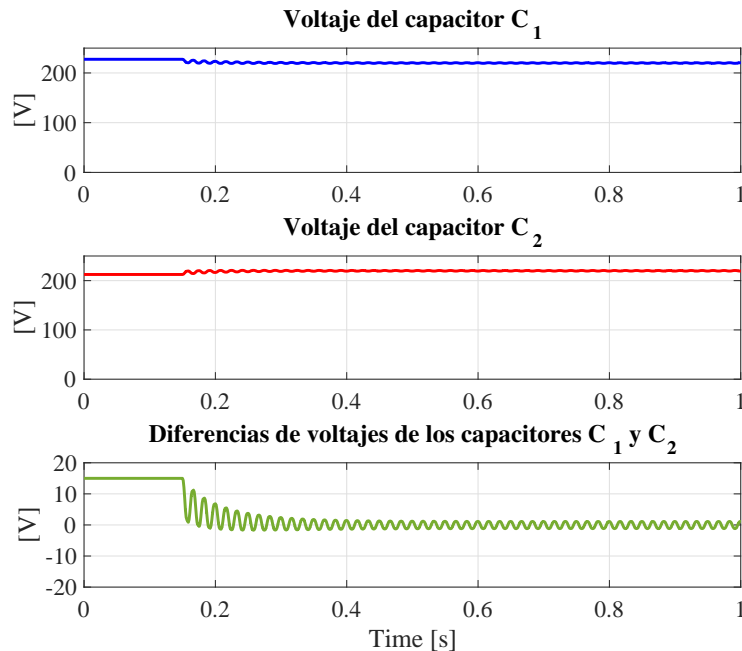


Fig. 5.9: (De arriba abajo) voltaje de C_1 , voltaje de C_2 , diferencias de los voltajes del inversor NPC

respecto a la corriente de salida del convertidor.

Además de las pruebas donde se corrobora el correcto funcionamiento del controlador, se hicieron pruebas con distorción a red eléctrica. En la Figura 5.10 y en la Figura 5.11 se muestra, de arriba hacia abajo, la corriente que circula por el inductor L_1 , la corriente inyectada, el voltaje del capacitor del filtro LCL. Las señales se obtuvieron con una potencia de 350W. Como se puede observar la corriente inyectada se encuentra en fase con el voltaje del capacitor, sin embargo el voltaje del capacitor se ve distorsionado, la corriente del inductor L_1 se observa que el rizo es de 3.65A aproximadamente para el inversor tipo T, para el inversor NPC el rizo es de 3A aproximadamente.

En la Figura 5.12 y en la Figura 5.13 se muestra, de arriba hacia abajo, voltaje de la red eléctrica, la componente fundamental de la red eléctrica, la corriente inyectada a la red, la corriente de referencia (i_s^*). En esta figura se puede observar de mejor manera la fase del voltaje y de la corriente, donde el voltaje de red se ve distorsionado.

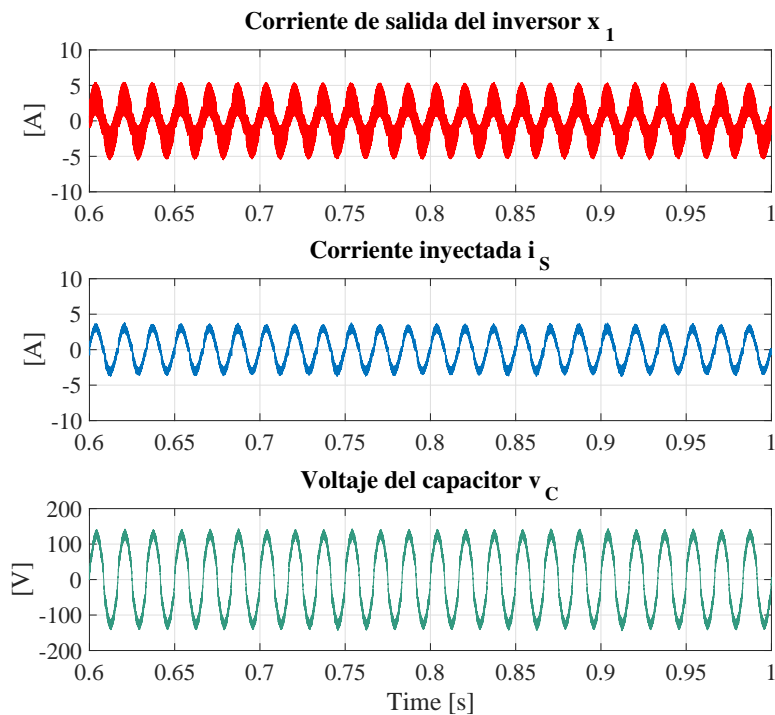


Fig. 5.10: (De arriba abajo), corriente de salida del inversor, corriente inyectada a la red eléctrica, voltaje del capacitor C del inversor tipo T

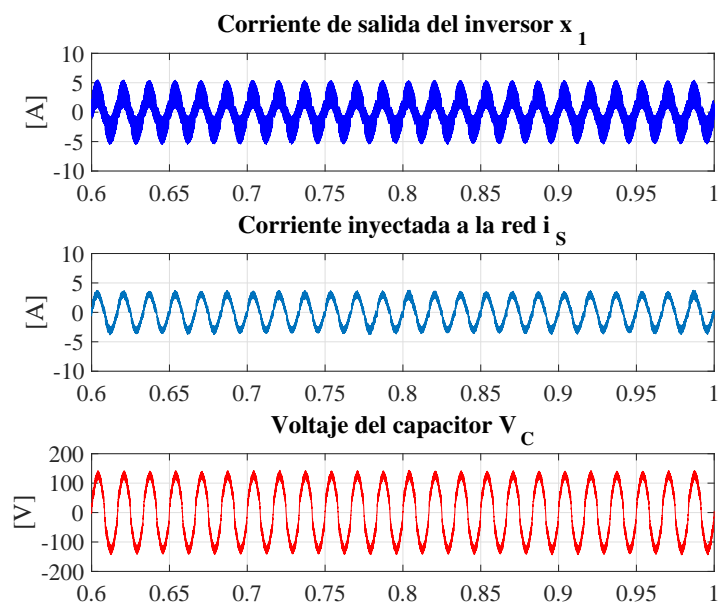


Fig. 5.11: (De arriba abajo), corriente de salida del inversor, corriente inyectada a la red eléctrica, voltaje del capacitor C del inversor NPC

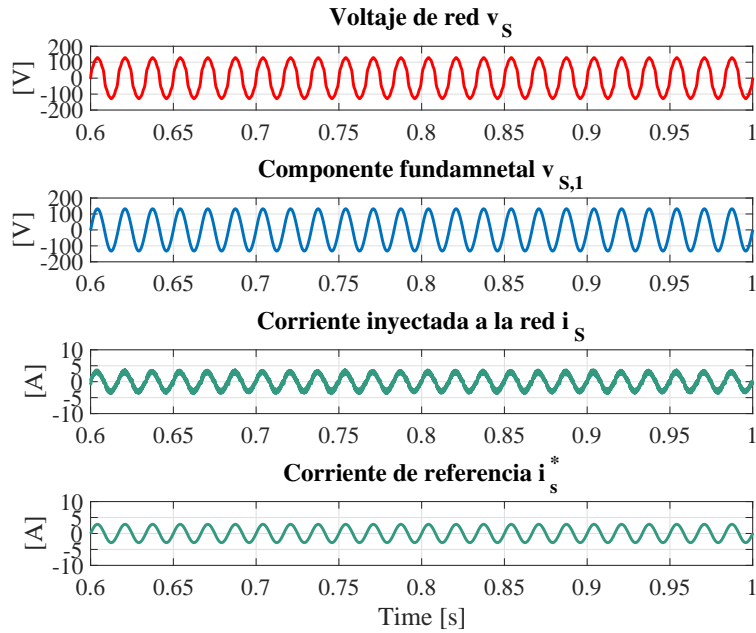


Fig. 5.12: (De arriba abajo), voltaje de la red eléctrica, componente fundamental de la red eléctrica, corriente inyectada a la red eléctrica, corriente de referencia del inversor tipo T

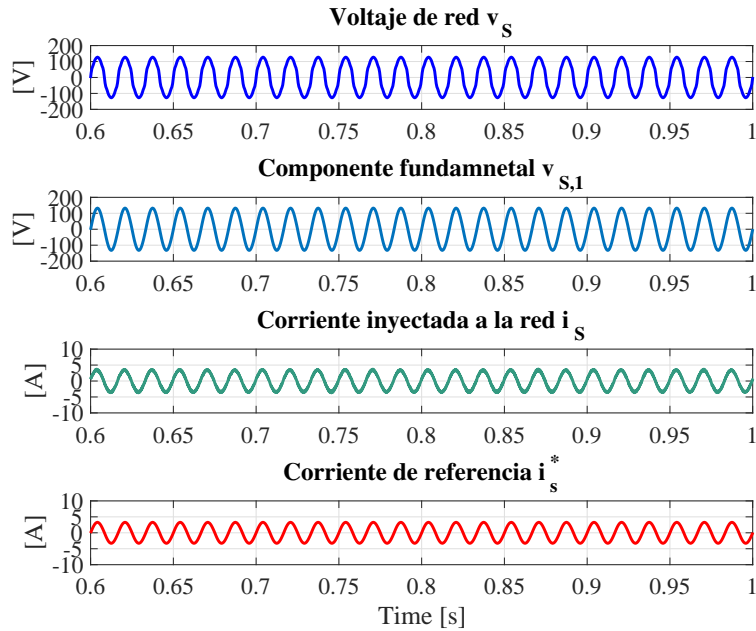


Fig. 5.13: (De arriba abajo), voltaje de la red eléctrica, componente fundamental de la red eléctrica, corriente inyectada a la red eléctrica, corriente de referencia del inversor NPC

6. CONCLUSIONES

En este trabajo se estudió y validó en simulación numérica una ley de control para inversores con enclavamiento al punto neutro para la inyección de potencia activa a la red eléctrica. Las topologías de convertidores que se estudiaron en el trabajo son el inversor tipo T y el inversor NPC conectados a un filtro LCL. Se abordó el análisis y diseño del filtro LCL y se obtuvieron resultados numéricos de los inversores y el filtro LCL en lazo cerrado usando la ley de control y cumpliendo los objetivos propuestos. Los resultados de simulación se obtuvieron mediante el programa Pscad y debido a que los componentes se consideraron ideales no es necesario la compensación de armónicos de baja frecuencia. En cambio para los resultados experimentales es necesaria la compensación de estos armónicos múltiplos de la componente fundamental por lo cual se debe implementar un banco de filtros resonantes. Sin embargo, este último punto no se pudo realizar debido a las extremas reglas que se originaron por la contingencia.

El control en lazo cerrado aseguró la transferencia de potencia activa a la red mediante el seguimiento de corriente de la red eléctrica a una referencia de corriente adecuadamente definida. Esto es a que la corriente de transferencia se construyó como una señal proporcional a la componente fundamental del voltaje. La corriente de la red eléctrica sigue a esta corriente de referencia y con ello se aseguró la inyección de potencia activa usando la componente fundamental de la red eléctrica, en otras palabras, la corriente de referencia es puramente sinusoidal.

Se diseñaron y construyeron tarjetas para llevar a cabo pruebas experimentales, las tarjetas diseñadas fueron elaboradas en conjunto con el Dr. Pánfilo R. Martínez de la Facultad de Ciencias de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí y profesores de la Maestría en Ingeniería Electrónica del Instituto Tecnológico Superior de Irapuato. Se diseñaron dos tarjetas, la primer

tarjeta fue la del inversor NPC de una rama el cual tuvo como innovación la distribución de los componentes en una sola capa (o cara) y el reemplazar una fuente de Traco por una fuente de Murata en la parte del acoplamiento de disparo para los IGBTs. El otro diseño de placa se enfocó en el rediseño de la tarjeta de control DS1104, con la finalidad de corregir ciertos errores que pudieron ocasionar fallas en el sistema, también se rediseño con la finalidad de poder trabajar otros proyectos más complejos en un futuro.

Como trabajo a futuro se puede proponer las siguientes actividades:

- Obtener pruebas experimentales empleando los diseños elaborados para corroborar el controlador propuesto.
- La publicación de un artículo.

7. PRODUCTIVIDAD ACADÉMICA

- Diana C. Valdés-Delgado; Carlos A. Gómez-Saavedra; Héctor O. Valdez-Carrera; José M. Sosa; Cesar A. Limones-Pozos; Gerardo Yázquez-Guzmán, Adolfo R. López, "Study of Equilibrium Point Qualitative Behaviors in DC-DC Converters,"2019 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC), Ixtapa, México, 2019, DOI: 10.1109/ROPEC48299.2019.9057137.
- Cesar A. Limones-Pozos; José M. Sosa; Pánfilo R. Martínez-Rodríguez; Christopher J. Cortés; Diana C. Valdes-Delgado; Gerardo Yázquez; Adolfo R. López, "Comparative Analysis of Multilevel Transformerless Inverters for Renewable System"2019 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC), Ixtapa, México, 2019, DOI:10.1109/ROPEC48299.2019.9057091.
- Congreso Internacional de Energía UG, CIENERGIA, con el trabajo "Convertidor reductor doble en MCD para la mejora de factor de potencia". Realizado en las fechas del 11 al 13 de septiembre del 2019. Guanajuato, Guanajuato.
- Tercer Encuentro Nacional de Ingenierías Biomédica, Electrónica y Telecomunicaciones (ENIBET), con el trabajo "Convertidores con enclavamiento al punto neutro con filtro LCL". Realizado en las fechas del 12 al 13 de septiembre de 2019 en la UASLP en la Facultad de Ciencias. San Luis Potosí, SLP.
- XV encuentro Participación de la Mujer en la Ciencia "Convertidor reductor doble en MCD para corrección de factor de potencia". Realizado en las fechas 29 al 31 de mayo de 2019. León, Guanajuato.

8. ANEXOS.

En este trabajo se presentó

Bibliografía

- [1] J. Rodríguez Suárez, E. Ezpinoza Navarrete, J. Rosenbuch, H.O. Ortega Navarro, M. Martínez Fernández, K. G. Cedano Villavicencio and M. M. Armenta, "La industria solar fotovoltaica y fototérmica en México", PROMÉXICO/GIZ/IER, pp. 24-51, 2017.
- [2] L. Gyugyi and E. C. Strycula, "Active AC power filters", *IEEE/IAS Annual Meeting*, vol. 19-C, pp. 529-535, 1976.
- [3] S. Bosch, J. Staiger and H. Steinhart, "Predictive Current Control for an Active Power Filter With LCL-Filter", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 6, pp. 4943-4952, June 2018.
- [4] F. Blaabjerg, Y. Yang, D. Yang, and X. Wang, "Distributed powergeneration systems and protection", *Proceedings of the IEEE*, vol. 105, pp. 1311-1331, Jul. 2017.
- [5] W. U. K. Tareen and S. Mekhief, "Three-Phase Transformerless Shunt Active Power Filter With Reduced Switch Count for Harmonic Compensation in Grid-Connected Applications", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 6, pp. 4868-4881, Jun. 2018.
- [6] Linda Hassaine (2010). Implementación de un Control Digital de Potencia Activa y Reactiva para Inversores. Aplicación a Sistemas Fotovoltaicos Conectados a Red (tesis doctoral). Universidad Carlos III de Madrid, Leganés.
- [7] Michael Schmela, Global Market Outlook, For Solar Power, 2017-2021", SolarPower Europe, 2017
- [8] Abella, M. A. (2005). Sistemas fotovoltaicos. SAPT Publicaciones Técnicas, SL.
- [9] Guasch Murillo, D. (2003). Modelado y análisis de sistemas fotovoltaicos. Universitat Politècnica de Catalunya.
- [10] T. Kerekes, R. Teodorescu and U. Borup, "Transformerless Photovoltaic Inverters Connected to the Grid", *APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Anaheim, CA, USA, pp. 1733-1737, 2007.

- [11] G. Vazquez, T. Kerekes, J. Rocabert, P. Rodríguez, R. Teodorescu and D. Aguilar, "A photovoltaic three-phase topology to reduce Common Mode Voltage", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 2885-2890, 2010.
- [12] J. M. Sosa, G. Escobar, P. R. Martínez Rodríguez, G. Vazquez, "High Efficiency Single-Phase Transformer-less Inverter for Photovoltaic Applications", *Ingeniería, Investigación y Tecnología*, Volume 16, Issue 2, 2015, p.p 173-184, ISSN 1405-7743.
- [13] G. Vázquez, P.R. Martínez-Rodríguez, J.M. Sosa, J.C. Renteria-Soto, C. A. Limones-Pozos, "Comparative Analysis of Single-Phase Grid Connected Transformerless Photovoltaic Inverter Topologies", *IEEE International Autumn Meeting on Power Electronics and Computing (ROPEC)*, pp. 1-6, Mexico City, 2013.
- [14] O. Lopez, R. Teodorescu, F. Freijedo and J. DovalGandoy, "Leakage current evaluation of a singlephase transformerless PV inverter connected to the grid", *APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Anaheim, CA, USA, 2007, pp. 907-912.
- [15] S. V. Araujo, P. Zacharias and R. Mallwitz, "Highly Efficient Single-Phase Transformerless Inverters for Grid-Connected Photovoltaic Systems", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 9, pp. 3118-3128, Sept. 2010.
- [16] R. Gonzalez, E. Gubia, J. Lopez and L. Marroyo, "Transformerless Single-Phase Multilevel-Based Photovoltaic Inverter", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2694-2702, July 2008.
- [17] J. M. Sosa, G. Escobar, P. R. Martínez-Rodríguez, G. Vázquez, M. A. Juárez and M. Diosdado, "Comparative evaluation of L and LCL filters in transformerless grid tied converters for active power injection", *2014 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, pp. 1-6, 2014.
- [18] J. M. Sosa, G. Escobar, P. R. Martínez Rodríguez, G. Vazquez, M. A. Juárez, A. A. Valdez Fernandez and M. Diosdado, "Control law for transformerless converters connected to the grid through an L filter", *IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, Ixtapa, 2014, pp. 1-6.
- [19] F. Blaabjerg, Zhe Chen and S. B. Kjaer, "Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1184-1194, Sept. 2004.

- [20] Mohan Ned, Undeland Tore, Robbins William, (2009). "Power Electronics: Converters, Applications and Design", 3ra edición, Mc Graw Hill.
- [21] Rashid Muhammad, (2004). "Electrónica de Potencia, Circuitos Dispositivos y Aplicaciones", 2da Edición, Pretince Hall, Pearson Education.
- [22] Daniel W. Hart, (2001). "Electrónica de potencia", Pretince Hall, Pearson Education.
- [23] F. Blaabjerg, Zhe Chen and S. B. Kjaer, "Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1184-1194, Sept. 2004.
- [24] H. Haeberlin, "Evolution of inverters for grid connected PV-systems from 1989 to 2000", in Proc. 17th Eur. Photovoltaic Solar Energy Conf., pp. 426-430, Munich, Germany, Oct. 22-26, 2001.
- [25] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen and F. Blaabjerg, "Power inverter topologies for photovoltaic modules, A review", in Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting, vol. 2, pp. 782-788, 2002.
- [26] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen and F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules", in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1292-1306, Sept.-Oct. 2005.
- [27] Javier Chavarría Roé (2010). Diseño e implemento de un inversor para sistemas fotovoltaicos conectados a red (tesis), ETSETB, Departamento de Ingeniería Electrónica, Barcelona.
- [28] C. Meza, J. J. Negroni, D. Biel and F. Guinjoan, "Energy-Balance Modeling and Discrete Control for Single-Phase Grid-Connected PV Central Inverters", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2734-2743, July 2008.
- [29] D. Cao, S. Jiang, F. Z. Peng and Y. Li, "Low cost transformer isolated boost half-bridge micro-inverter for single-phase grid-connected photovoltaic system," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Feb 2012.
- [30] Youngseok Jung, Gwonjong Yu, Jayeop Choi, "High-frequency DC link inverter for grid-connected photovoltaic system", *In Photovoltaic Specialist Conference*, 2002.
- [31] S. V. Araujo, P. Zacharias and R. Mallwitz, "Highly Efficient Single-Phase Transformerless Inverters for Grid-Connected Photovoltaic Systems", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 9, pp. 3118-3128, Sept. 2010.

- [32] O. Lopez, R. Teodorescu, F. Freijedo and J. DovalGandoy, "Leakage current evaluation of a singlephase transformerless PV inverter connected to the grid", *APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Anaheim, CA, USA, 2007, pp. 907-912.
- [33] R. T. H. Li and H. S. H. Chung, "Output current control for grid-connected vsi with LCL filter", *Power Electronics Conference (IPEC)*, pages 1665-1670, Jun. 2010.
- [34] T. Kerekes, PhD (2009). Analysis and Modeling of Transformerless Photovoltaic Inverter Systems(thesis), Aalborg, Denmark: Second print.
- [35] Deepak C. Bhonsle, Ramesh B. Kelkar, "Performance evaluation of composite filter for power quality improvement of electric arc furnace distribution network", *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, Volume 79, Pages 53-65, ISSN 0142-0615, July 2016.
- [36] Abbasi, T., Abbasi, S.A., "Renewable Energy Sources: Their Impact on Global Warming and Pollution", PHI Learning Private Limited, New Delhi, 2010.
- [37] IEEE Proposed Standard Definitions of General (Fundamental and Derived) Electrical and Electronic Terms, in IEEE No 270-1996, pp. 1-58, Sept. 26 1966.
- [38] A. Kalai, N. Abas, A.R Kalair, Z. Saleem and N. Khan, "Review of harmonic analysis, modeling and mitigation techniques", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 78, pp. 1152-1187, ISSN 1364-0321, 2017.
- [39] DKE Deutsche Kommission Elektrotechnik, Elektronik Informationstechnik im DIN und VDE, DIN VDE 0126-1-1., 2005.
- [40] G. Vázquez, P.R. Martínez-Rodríguez, J.M. Sosa, J.C. Renteria-Soto, C. A. Limones-Pozos, "Comparative analysis of single-phase grid connected transformerless photovoltaic inverter topologies", *IEEE International Autumn Meeting on Power Electronics and Computing (ROPEC)*, Mexico City, pp. 1-6, 2013.
- [41] Monirul Islam, Saad Mekhilef and Mahamudul Hasan, "Single phase transformerless inverter topologies for grid-tied photovoltaic system: A review", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2015.

- [42] T. Kerekes, R. Teodorescu, P. Rodriguez, G. Vazquez y E. Aldabas, "A New High-Efficiency Single-Phase Transformerless PV Inverter Topology", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 184-191, Jan. 2011.
- [43] R. Teodorescu, M. Liserre and P. Rodríguez, "Grid converters for photovoltaic and wind power systems", John Wiley and Sons, 2011.
- [44] J. J. Mendoza-Mendoza, J. C. Rentería-Soto, P. R. Martínez, G. Vazquez, G. Escobar and J. M. Sosa, "A comparative analysis of the 5L-AH6 and 5L-SC topologies for grid-connected transformer-less multilevel inverters for PV systems", 13th International Conference on Power Electronics (CIEP), Guanajuato, pp. 265-270, 2016.
- [45] Juan Carlos Rentería Soto (2018). Validación experimental de una ley de control para un filtro activo utilizando una topología 5L-NPC (tesis posgradod), Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI), Irapuato, Gto.
- [46] José De Jesús Mendoza Mendoza (2016). Diseño y validación de una ley de control para filtro activo de corriente basado en una topología 3L-NPC (tesis posgrado), Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI), Irapuato, Gto.
- [47] Martín Diosdado Hernández (2016). Análisis, diseño e implementación de un controlador para un inversor monofásico con filtro LCL para inyección de potencia activa a la red (tesis posgrado), Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI), Irapuato, Gto.
- [48] William, McMurray. "Inverter circuits", U.S. Patent No. 3,207,974. 21 Sep. 1965.
- [49] Ruiz González, José Miguel. "Inversores en aplicaciones fotovoltaicas", (2018).
- [50] Remus Teodorescu, Marco Liserre and Pedro Rodriguez, "Grid converters for photovoltaic and wind power systems", volume 29, John Wiley & Sons, 2011.
- [51] Ray-Shyang Lai and Khai DT Ngo, "A PWM method for reduction of switching loss in a full-bridge inverter", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 3, pp. 326-332, May 1995.
- [52] A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-17, no. 5, pp. 518-523, Sept. 1981.
- [53] F. Sebaaly, H. Y. Kanaan and N. Moubayed, "Three-level neutral-point-clamped inverters in transformerless PV systems State of the art", MELECON 17th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, Beirut, pp. 1-7, 2014.

- [54] J. J. Mendoza-Mendoza, P. R. Martinez-Rodriguez, G. Escobar, J. M. Sosa, G. Vazquez and C. A. Limones, "A modulation scheme for a 3L-NPC converter in transformerless PV applications", *IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, pp. 1-6, 2015.
- [55] C. A. Limones-Pozos, G. Vazquez, P. R. Martinez-Rodriguez, F. I. Mariscal and A. A. Valdez-Fernandez, "Analysis and design of single-phase T-type transformerless inverter for PV applications", *IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, pp. 1-6, 2017.
- [56] Gholam Reza Moradi, Ehsan Afshari, Ramin Rahimi, Babak Farhangi, Shahrokh Farhangi, "Improvement of the modulation method for single-phase transformerless photovoltaic co-energy inverter for reactive power injection capability", 24th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)2016.
- [57] H. Jeong, K. Lee, S. Choi and W. Choi, "Performance Improvement of LCL-Filter-Based Grid-Connected Inverters Using PQR Power Transformation", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 5, pp. 1320-1330, May 2010.
- [58] Linda Hassaine (2010). Implementación de un Control Digital de Potencia Activa y Reactiva para Inversores. Aplicación a Sistemas Fotovoltaicos Conectados a Red (tesis), Universidad Carlos III de Madrid, departamento de Tecnología Electrónica, Leganés.
- [59] C. Bao, X. Ruan, X. Wang, W. Li, D. Pan and K. Weng, "Step-by-Step Controller Design for LCL-Type Grid-Connected Inverter with Capacitor Current-Feedback Active-Damping", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 3, pp. 1239-1253, March 2014.
- [60] R. N. Beres, X. Wang, M. Liserre, F. Blaabjerg and C. L. Bak, "A Review of Passive Power Filters for Three-Phase Grid-Connected Voltage-Source Converters", in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 54-69, March 2016.
- [61] M. Routimo y H. Tuusa, "Filtro de suministro tipo LCL para filtro de potencia activa - Comparación de un método activo y pasivo para amortiguación de resonancia", Conferencia de especialistas en electrónica de potencia de IEEE 2007, Orlando, FL, 2007, págs. 2939-2945.
- [62] J.M. Sosa, P.R. Martinez-Rodriguez, G. Vazquez, J.P. Serrano, G. Escobar, and A. A. Valdez-Fernandez. "Model based controller for an LCL coupling filter for transformerless

- grid connected inverters in PV applications", in *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, Nov 2013.
- [63] M. Hanif, V. Khadkikar, W. Xiao and J. L. Kirtley, "Two Degrees of Freedom Active Damping Technique for LCL Filter-Based Grid Connected PV Systems", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 6, pp. 2795-2803, June 2014.
- [64] X. Wang, X. Ruan, S. Liu and C. K. Tse, "Full Feedforward of Grid Voltage for Grid-Connected Inverter With LCL Filter to Suppress Current Distortion Due to Grid Voltage Harmonics", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 12, pp. 3119-3127, Dec. 2010.
- [65] J. M. Sosa, G. Escobar, P. R. Martínez-Rodríguez, G. Vázquez, M. A. Juárez and M. Diosdado, "Comparative evaluation of L and LCL filters in transformerless grid tied converters for active power injection", *2014 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, pp. 1-6, 2014.
- [66] A.E.W.H. Kahlane, L. Hassaine and M. Kherchi, "LCL filter design for photovoltaic grid connected systems", Centre de Développement des Energies Renouvelables, CDER B.P. 62, Route de l Observatoire, Bouzaréah, 16340, Algiers, Algeria.
- [67] Sandoval Ruiz, Cecilia, "Diseño conceptual de un módulo híbrido para Generación eléctrica", VIII Congreso Nacional y 2do Congreso Internacional de Investigación Universidad de Carabobo. 2013.
- [68] J. Holtz, "Pulsewidth modulation-a survey", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 39, no. 5, pp. 410-420, Oct. 1992.
- [69] L. Malesani, P. Mattavelli and P. Tomasin, "Improved constant-frequency hysteresis current control of VSI inverters with simple feedforward bandwidth prediction", in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 5, pp. 1194-1202, Sept.-Oct. 1997.
- [70] G. Escobar, M. F. Martínez-Montejano, P. R. Martínez-Rodríguez and M. Hernández-Gómez, "A model-based controller for the cascade h-bridge multilevel converter used as a shunt active filter", *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Jeju, 2006, pp. 1-5, doi: 10.1109/pesc.2006.1712033.
- [71] P. R. Martínez-Rodríguez, G. Escobar, A. A. Valdez-Fernandez, M. Hernández-Gómez and J. M. Sosa, "Direct Power Control of a Three-Phase Rectifier Based on Positive Sequence

- Detection", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 8, pp. 4084-4092, Aug. 2014.
- [72] J. M. Sosa, P. R. Martínez-Rodríguez, G. Vázquez, J. P. Serrano, G. Escobar and A. A. Valdéz-Fernández, "Model based controller for an LCL coupling filter for transformerless grid connected inverters in PV applications", *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Vienna, 2013, pp. 1723-1728.
- [73] Antonio Contreras Soto (2016). Diseño de una tarjeta de sensado de efecto Hall para aplicaciones en convertidores (tesis). Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI), Guanajuato, México. Irapuato, Gto.
- [74] Diana Cecilia Valdés Delgado (2018). Diseño, análisis e implementación de un convertidor bick doble (tesis). Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI), Guanajuato, México. Irapuato, Gto.