

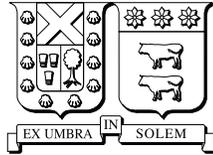
2018

MICRO-INVERSOR FOTOVOLTAICO SUBMODULAR CON CONEXIÓN EN CASCADA A RED

FLORES GUERRERO, WILLIAMS FRANCY

<http://hdl.handle.net/11673/43664>

Repositorio Digital USM, UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA



UNIVERSIDAD TECNICA
FEDERICO SANTA MARIA

Micro-inversor fotovoltaico submodular con conexión en cascada a red

Tesis de grado presentada por
Williams Francy Flores Guerrero
como requisito parcial para optar al título de
Ingeniero Civil Electrónico
y al grado de
Magíster en Ciencias de la Ingeniería Electrónica

Profesor Guía
Dr. Samir Kouro Renaer

Valparaíso, Abril de 2018

Move on

RESUMEN

En la actualidad el uso de las **Energías Renovables No Convencionales** (ERNCs) es una realidad a nivel mundial, y en particular en Chile. La matriz energética del país a variado su distribución alcanzando alrededor de un 20 % de la misma en ERNC, y en donde la energía solar fotovoltaica ha ganado amplio terreno en los últimos años gracias a las características climáticas propias de nuestra región.

En el país la energía solar fotovoltaica se presenta en mayor medida en grandes granjas de generación y pequeñas centrales de generación distribuida, sin embargo el interés por las instalaciones y generación a nivel domiciliario es cada vez mayor y por lo tanto toma mayor relevancia el mejorar las topologías micro-inversoras.

La solución típica para estas necesidades corresponde al micro-inversor clásico, el cual es capaz de conectar un único panel, o un número pequeño de paneles, a la red eléctrica controlando la magnitud y fase de la energía que se genera realizando un único algoritmo de MPPT para todo el conjunto de celdas fotovoltaicas.

En la presente tesis se propone un sistema micro-inversor submodular, con el motivo de mejorar el desempeño del convertidor ante condiciones de sombreado parcial en los paneles fotovoltaicos. Dentro de las mejoras esperadas se tiene la calidad de la energía inyectada y la obtención de potencia desde las unidades generadoras. Para lograr lo anterior una técnica que está en estudio es realizar convertidores submodulares donde se elimina la caja de conexiones de los paneles y se conecta un convertidor DC-DC individual por cada segmento del panel (3 segmentos por panel). En particular en este trabajo se propone utilizar convertidores flyback para realizar la etapa de MPPT (seguidor del punto máximo de potencia por sus siglas en inglés Maximum Power Point Tracker) en cada segmento y la elevación de tensión necesaria para la conexión a red mediante un conversor DC-AC. En la etapa DC-AC también se propone una

variación, ya que no se utilizara el clásico puente H para esta etapa, si no que aprovechando la independencia de los 3 segmentos del panel se propone utilizar un puente H en cascada.

Para poder establecer los controladores de cada etapa se modelan los convertidores y la red a la cual sera conectada el sistema completo, teniendo sistemas independientes de control para las MPPT's y para el control de la corriente inyectada a la red.

Para validar la topología propuesta se realizan simulaciones ante distintas condiciones de radiación en un panel, teniendo pruebas dinámicas y estacionarias de sombreado parcial. Luego se procede a validar experimentalmente el sistema mediante el diseño e implementación del convertidor para obtener resultados experimentales de la tesis.

Palabras Claves

- Energía Solar Fotovoltaica
- Micro-inversor Submodular
- Convertidor Flyback
- Convertidor Puente H en Cascada
- Calidad de Energía Inyectada a la Red

ABSTRACT

At present, the use of **Non-Conventional Renewable Energies** (NCREs) is a reality worldwide, and in particular in Chile. The country's energy matrix has varied its distribution reaching around 20 % of it in NCRE, and where photovoltaic solar energy has gained broad ground in recent years thanks to the climatic characteristics of our region.

In the country, photovoltaic solar energy is present in large-scale generation farms and small distributed generation plants, however, the interest for installations and generation at the household level is increasing and therefore it is more important to improve the micro-inverter topologies.

The typical solution for these needs corresponds to the classic micro-inverter, which is able to connect a single panel, or a small number of panels, to the electrical grid controlling the magnitude and phase of the energy generated by performing a single MPPT algorithm for the whole set of photovoltaic cells.

In the present thesis a submodular micro-inverter system is proposed, with the purpose of improving the performance of the converter in conditions of partial shading in the photovoltaic panels. Among the improvements expected are the quality of the injected energy and the obtaining of power from the generating units. To achieve the above, a technique under study is to perform submodular converters where the junction box of the panels is removed and an individual DC-DC converter is connected for each segment of the panel (3 segments per panel). In particular, in this work, it is proposed to use flyback converters to perform the MPPT (Maximum Power Point Tracker) stage in each segment and the necessary voltage rise for the connection to the grid through a converter DC-AC. In the stage DC-AC a variation is also proposed, since the classic bridge H for this stage will not be used, if not taking advantage of the independence of the 3 segments of the panel it is proposed to use a cascaded H bridge converter.

In order to establish the controllers of each stage, the converters and the

grid to which the complete system will be connected are modeled, having independent control systems for the MPPT's and for the control of the current injected into the grid.

In order to validate the proposed topology, simulations are performed under different radiation conditions in a panel, having dynamic and stationary partial shading tests. Then we proceed to experimentally validate the system by designing and implementing the converter to obtain experimental results of the thesis.

Keywords

- Photovoltaic Solar Energy
- Submodular Micro-inverter
- Flyback Converter
- Cascaded H Bridge Converter
- Quality of Energy Injected into the Grid

AGRADECIMIENTOS

A TRAVÉS de este medio quiero agradecer de todo corazón a todos y cada uno de los que han formado parte de mi largo recorrido por la Universidad. De ante mano pido disculpas si es que no nombro directamente a alguien pero son tantos que me seria difícil escribirle a cada uno, pero si te sientes aludido y piensas que de alguna manera formaste parte de esto, entonces ten por seguro que estarás siempre en mis gratos recuerdos.

Primero que todo agradecer a mi familia, la cual siempre me brindo su apoyo de manera incondicional y me alentó a ser mas y seguir adelante. Erna y Lallito, sin duda no estaría hoy aquí si no fuera por ustedes; padres amorosos, luchadores y preocupados que han esperado por largo tiempo este momento, esto sin duda es para ustedes! Kenito, tu guiaste mis pasos y me orientaste sabiamente a seguir el camino de la ingeniería, gracias por tanto! Los AMO familia Flores-Guerreo.

A mis compañeros de ELO'09, sin duda un pilar fundamental durante toda la carrera. El ambiente de amistad y camaraderia que se genero con ustedes fue vital para sobrevivir juntos a esta etapa de la vida, por nombrar algunos: Manolo, siempre generoso con su gran conocimiento y dispuesto a ayudar al resto; Ro, gracias por todo tanto en dentro como fuera de la universidad; Alex, gracias por acompañarme y ayudarme cada vez que lo necesite en nuestra ultima parte del recorrido; Woolvett, Gringo, Hugo, Matías, Helechos, Marco, gracias por tantas pichangas y por formar Plich! junto a mi, sin duda sera un recuerdo que estará siempre conmigo; Gaby, Chino, Rafa y todo el resto, gracias por los momentos compartidos desde un simple completo o empanada en el almuerzo, hasta los elaborados paseos o amigos secretos son grandes momentos que me llevo de ustedes.

A toda la gente de Powerlab y el AC3E, son excelentes profesionales e investigadores y sobretodo excelentes personas, gracias por las oportunidades brindadas, el conocimiento compartido y la ayuda logística brindada durante mi

etapa del magister y la respectiva tesis. Sin duda no lo habría logrado sin ustedes, o quizás me habría demorado mucho mas. En especial agradecer a Hugues Renaudineau, que aunque ya no forme parte del AC3E guió con gran capacidad mi trabajo de tesis, Freddy Flores, Diana Lopez, Nicolas Müller, Matias Aguirre, Rodrigo Lanas, Christian Rojas, Jaime Zapata y Monina Vasquez quienes desde sus distintas capacidades me ayudaron.

A Samir Kouro, Cesar Silva y Daniel Rodriguez; tres de los profesores mas influyentes que tuve durante mi estancia en la carrera. Gracias Samir por guiarme durante mi formación científica y apoyarme en todo momento. Gracias Cesar por incentivar-me a realizar el magister en donde viví experiencias inolvidables y por considerarme una persona capaz de lograr este desafío. Gracias Don Daniel por tantas experiencias de vida compartidas, por darme la oportunidad de desarrollar otras áreas de mi formación al brindarme la confianza para primero ser su ayudante y luego su coordinador por tantos años, espero que todos ustedes se queden con algo de mi así como yo me llevo muchas cosas de ustedes.

A mi querida familia JIM, tantas personas que sin duda es difícil nombrarlas a todas, les agradezco a todos por el crecimiento personal y de habilidades blandas que generaron en mi. Especiales gracias a Felipe Ponce, Constanza Garcia, Rodrigo Cortez, Felipe Cataldo, Danilo Rivas, Cristobal Moyano, Anthony Pimentel, Ixa Marzal, Rodrigo Solis y Jorge Espinoza quienes vieron y formaron parte activa en mi desarrollo en esta arista de la vida universitaria.

Finalmente, pero no menos importante, agradezco a mi compañera Belén Herrera, gracias por tu apoyo, compañía y comprensión con mis rabietas y frustraciones durante la tesis. Eres y se que seras un pilar en el que puedo apoyarme para reunir fuerzas y seguir adelante. Te Amo.

CONTENIDO

Índice de figuras

1.1.	Ejemplos de condiciones no uniformes de largo plazo	3
1.2.	Característica PV simulada de un panel	3
2.1.	Diferencias en la configuración del micro-inversor	8
2.2.	Esquema circuital del <i>Active bypass</i> propuesto.....	9
2.3.	Arquitectura propuesta Centralizada con convertidor resonante ...	10
2.4.	Esquemático de sistema submodular con MPPT independiente	12
2.5.	Comparación entre micro-inversor clásico y micro-inversor submodular	14
3.1.	Micoinversor submodular con conexión a red - Esquemático propuesto.....	16
3.2.	Diagrama circuital convertidor flyback con transformador en configuración inversor	17
3.3.	Transformador. (a) Transformador ideal no inversor. (b) Transformador ideal inversor. (c) Modelo de un transformador consistente en un transformador idea no inversor y una inductancia de magnetización L_m	18
3.4.	Circuito equivalente de un convertidor PWM flyback no inversor para CCM. (a) Circuito equivalente cuando el interruptor esta en ON y el diodo en OFF. (b) Circuito equivalente cuando el interruptor esta en OFF y el diodo en ON.	20
3.5.	Formas de onda ideales de voltajes y corrientes en el convertidor PWM flyback no inversor para CCM.	22
3.6.	Circuito equivalente del convertidor flyback cuando el transistor esta apagado	28
3.7.	Convertidor flyback con Snubber disipativo	29

3.8. Convertidor Flyback con circuitos de clamping para eliminación del ringing. (a) High-end n-channel active clamp. (b) Low-end n-channel active clamp. (c) Low-end p-channel active clamp.....	31
3.9. Modulación PWM para el control de un convertidor Flyback con un índice de modulación dado. Arriba: Señal portadora y a modular - Abajo: Señal Modulada	33
3.10. Diagrama circuital convertidor puente H en cascada con 3 celdas (7 niveles).....	34
3.11. Diagrama circuital celda monofásica Puente H	34
3.12. Voltaje de salida en celda Puente H con modulación unipolar	35
3.13. Patrones de conmutación de interruptores	35
3.14. Patrones de conmutación de interruptores con igual tiempo de conducción.....	36
3.15. Forma de onda tensión de salida puente H en cascada de 7 niveles	37
3.16. Modulación PWM de celda puente H. Arriba: Señal portadora y a modular - Abajo: Señal Modulada.....	38
3.17. Señales de disparo moduladas para las 3 celdas puente H en cascada	39
4.1. Esquema de control para MPPT en un submódulo	40
4.2. Esquema de control para la corriente inyectada a la red.....	42
4.3. Modelo de la malla de conexión a red	42
4.4. Esquema de control para control y balanceo de capacitores celdas puente H	44
5.1. Esquemático en PLECS para la etapa de potencia del convertidor submodular con FHB.....	47
5.2. Formas de onda simuladas con arquitectura micro-inversor FHB. De arriba a abajo: Voltajes de submódulos PV - Voltajes de salida Convertidor Flybackc	49
5.3. Formas de onda simuladas con arquitectura micro-inversor FHB. De arriba a abajo: Voltaje y corriente de red en P.U. - Voltaje de salida del convertidor DC-AC	50
5.4. Esquemático en PLECS para la etapa de potencia del convertidor propuesto	53
5.5. Formas de onda simuladas con arquitectura micro-inversor FHB. De arriba a abajo: Voltajes de submódulos PV - Voltajes de salida Convertidor Flybackc	54

5.6.	Formas de onda simuladas con arquitectura micro-inversor FHB. De arriba a abajo: Voltaje y corriente de red en P.U. - Voltaje de salida del convertidor DC-DC	55
5.7.	Comparación del contenido armónico con respecto al estándar IEEE 1547. Arriba: Radiación Uniforme - Centro: Acumulación de Polvo - Abajo: Acumulación de Nieve	57
5.8.	Comparación de eficiencia entre los dos sistemas simulados	58
6.1.	Esquema setup experimental, implementos utilizados y distribución	60
6.2.	Respuesta de la tensión del panel ante cambio en la referencia de corriente del lazo de control.....	62
6.3.	Respuesta de la tensión del panel ante cambio en la referencia de voltaje del lazo de control	62
6.4.	Seguimiento del máximo punto de potencia (MPPT) a partir de un punto cualquiera	63
6.5.	Formas de onda de MPPT en el panel bajo condiciones de radiación uniformes. Comparación entre referencia y tensión medida....	64
6.6.	Formas de onda del convertidor bajo condiciones de radiación uniformes. Derecha: Voltaje de cada submodulo PV - Izquierda: Voltajes y corriente de la conexión a red	65
6.7.	Formas de onda de MPPT en el panel bajo condiciones de acumulación de polvo. Comparación entre referencia y tensión medida	66
6.8.	Formas de onda del convertidor bajo condiciones de radiación uniformes. Derecha: Voltaje de cada submodulo PV - Izquierda: Voltajes y corriente de la conexión a red	67
6.9.	Formas de onda de MPPT en el panel bajo condiciones de radiación uniformes. Comparación entre referencia y tensión medida....	69
6.10.	Formas de onda del convertidor bajo condiciones de radiación uniformes. Derecha: Voltaje de cada submodulo PV - Izquierda: Voltajes y corriente de la conexión a red	70
6.11.	Contenido armónico de la corriente de red. Arriba: Radiación Uniforme - Centro: Acumulación de Polvo - Abajo: Acumulación de Nieve	71

Índice de Tablas

1.1. Capacidad Energética Instalada - SIC Chile	1
5.1. Parámetros del panel PV simulado.....	45
5.2. Parámetros del red simulada.....	46
5.3. Parámetros de simulación FHB	46
5.4. Parámetros de simulación CHB	51
5.5. Potencia máxima obtenida según condiciones de operación.....	56
5.6. THD de corriente inyectada a la red según condiciones de operación	57
6.1. Parámetros del panel PV simulado.....	61
6.2. Resultados de THD	72

INTRODUCCIÓN

En la actualidad, la demanda por la generación y consumo de Energías Renovables No Convencionales (ERNC) en Chile ha ido en un aumento constante; y particularmente se aprecia un aumento en el uso de la energía solar fotovoltaica tal como se muestra en cifras del Sistema Interconectado Central (SIC)[?] donde se señala que durante el año 2015 la capacidad instalada era en un 12.5 % ERNC y solo un 2.8 % de la capacidad total de la red correspondía a energía fotovoltaica; por su parte, durante el año 2016 estas cifras aumentaron llegando a tener un 16.2 % de la capacidad instalada correspondiente a ERNC, mientras que la capacidad instalada de energía fotovoltaica aumento hasta un 5.6 % (correspondientes a 938.4 MW). Finalmente estas cifras se proyectan que sigan aumentando durante el año 2017 tal como se muestra en la tabla ??.

Tabla 1.1: Capacidad Energética Instalada - SIC Chile [?]

Por Tecnología	2015 Cierre a Diciembre [MW]	2016 Cierre Diciembre [MW]	2017 * Proyección a Diciembre [MW]
Térmica	8.177,0 51,4%	8.250,0 49,3%	8.375,0 46,0%
Embalse	3.402,0 21,4%	3.402,0 20,3%	3.402,0 18,7%
Pasada	3.068,5 19,3%	3.211,6 19,2%	3.307,8 18,2%
Eólica	819,9 5,2%	940,3 5,6%	1.276,1 7,0%
Solar	443,6 2,8%	938,4 5,6%	1.833,3 10,1%
Total	15.911,1 100,0%	16.742,2 100,0%	18.194,0 100,0%
ERNC	1.983,6 12,5%	2.703,3 16,2%	4.030,1 22,2%

*En construcción según ficha Catastro de Nuevos Proyectos

En todo sistema de obtención de energía, y en particular en los sistemas PV, se desea optimizar el proceso de obtención de potencia minimizando las pérdidas en la conversión de la misma. Para el caso de los sistemas PV existen dos variables significativas que disminuyen la eficiencia donde una de ellas corresponde al tipo de MPPT que se utilice ya que en un caso ideal éste debiera poder alcanzar el máximo global bajo cualquier condición y los algoritmos existentes presentan problemas en caso de sombreado parcial [?], [?], [?], y la otra son las pérdidas de la configuración o topología del convertidor utilizado para la conversión de la energía.

Durante el presente trabajo se tomará mayor atención en la configuración de micro-inversor ya que ha demostrado ser la configuración con mejor rendimiento energético ante condiciones de sombreado parcial [?], [?], [?], [?]. Sin embargo, pueden ocurrir condiciones no uniformes al nivel de un panel, que sea estático y de largo plazo como puede ser acumulación de polvo o nieve producto de la inclinación de los mismos, diferente ángulo dependiendo de la zona geográfica donde se instalen, tal como se aprecia en la figura ?? o dinámico como pueden producir nubes o sombras de edificios. Por eso se propone una configuración submodular de manera a optimizar la producción de energía de manera más distribuida.

Normalmente un panel PV se compone de 60 o 72 celdas conectadas en serie, donde en su parte trasera se ubica el *Junction Box* (Caja de conexiones) que contiene los diodos de by-pass. Estos diodos se conectan en paralelo a un grupo de 20 o 24 celdas respectivamente teniendo por lo tanto un total de 3 diodos de by-pass dentro del junction box. La función de dichos diodos es la de aislar cada segmento de celdas de tal manera que no actúen como carga en caso de condiciones de radiación no uniforme.

Teniendo en consideración los casos de radiación no uniforme de largo plazo y tal como se puede apreciar en la figura ?? (a) cuando se trabajan con los diodos de by-pass aparecen máximos locales en la curva P-V del panel[?]. Por su parte en la figura ?? (b) se presenta la característica P-V de un submódulo ante distintos niveles de radiación, donde podemos apreciar que en estos casos siempre existe un único máximo en la curva. Teniendo en consideración lo anterior cobra sentido la configuración submodular del micro-inversor la cual considera eliminar la caja de conexiones teniendo 3 grupos de celdas independientes y por lo tanto se puede convertir la energía de ellos por separado. Con esto se busca mejorar el rendimiento energético del módulo PV con respecto a los micro-inversores clásicos.

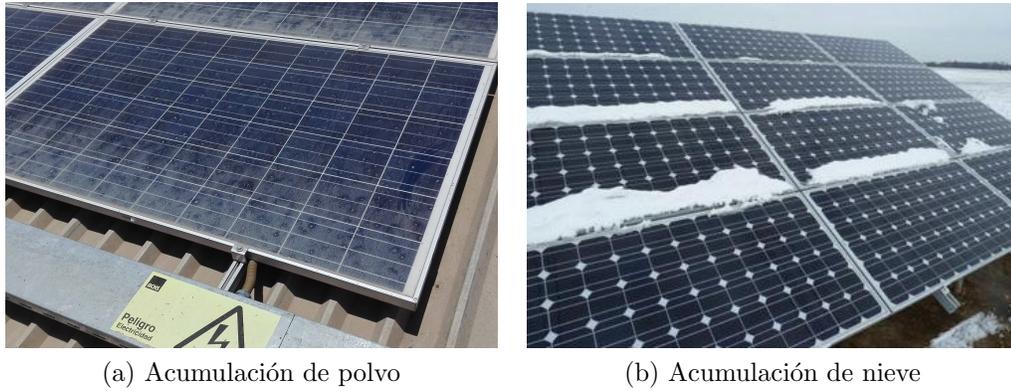


Figura 1.1: Ejemplos de condiciones no uniformes de largo plazo

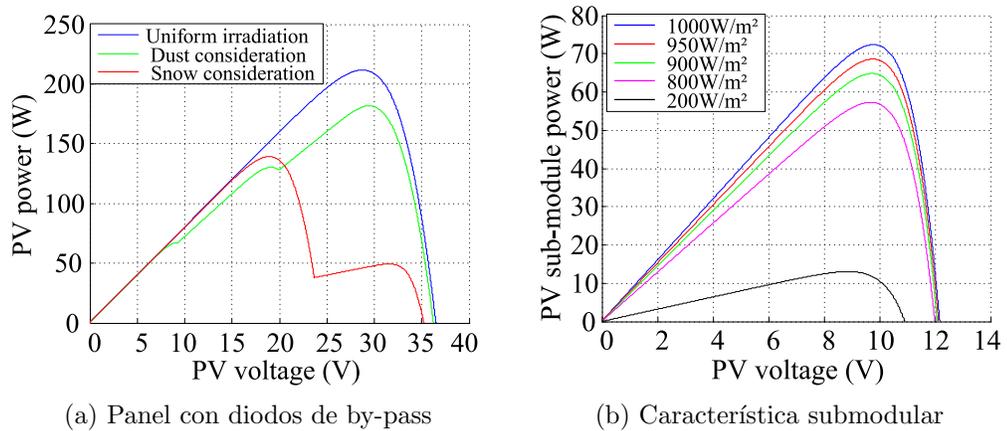


Figura 1.2: Característica PV simulada de un panel

1.1. Objetivos

Objetivos Generales de la Investigación

Demostrar y corroborar que el sistema propuesto mejora el rendimiento energético en la obtención de potencia, presentando una configuración submodular que presente mejoras en la calidad de la energía inyectada a la red y la eficiencia del sistema.

Objetivos Específicos

- Comparación de resultados mediante simulaciones: Considerando configuraciones de micro-inversor clásico y configuraciones submodulares se simularán y compararán los desempeños de las distintas topologías de tal manera de determinar la que presente las mejores prestaciones.
- Diseño y construcción de un nuevo convertidor: Para ello se debe realizar tanto una etapa de simulaciones y diseño, así como el dimensionamiento de los componentes para luego entrar en la etapa de diseño de la placa respectiva
- Obtención de resultados experimentales: Con la construcción del nuevo convertidor se pretende medir diversas señales que permitirán determinar el desempeño del mismo ante diversas condiciones de operación de los paneles solares.
- Divulgación de resultados: El objetivo final del trabajo es dar a conocer los resultados obtenidos a la comunidad científica. Para ello se apunta a desarrollar un Paper de revista, el cuál condensará los resultados experimentales obtenidos de la construcción del convertidor, así como las comparaciones pertinentes, mostrando que el método por nosotros propuesto es más eficiente que los ya existentes.
- Nuevas Propuestas: En vista de los resultados obtenidos, se procederá a realizar un feedback del trabajo, viendo que otras mejoras podrían realizarse en el sistema, de tal manera que se propondrán nuevas interrogantes a solucionar en el futuro.

1.2. Contribución de la Tesis

El aporte que generará este trabajo es la propuesta, el diseño y construcción de una nueva topología que permita la conversión de energía para sistemas PV con conexión a red, donde las ventajas de esta nueva configuración serán mejorar la eficiencia y calidad de la energía con respecto a los sistemas actuales, tanto en condiciones de radiación uniforme como ante sombreado parcial y no uniforme.

La distribución y contenido de los capítulos de este trabajo se estructuran como sigue:

- El capítulo 2 muestra el estado del arte con respecto a las tecnologías y topologías existentes en el desarrollo de configuraciones submodulares, se

presentan trabajos de diversos autores y las consideraciones que motivan el presente trabajo.

- El capítulo 3 describe la configuración y topología propuesta, se presenta el modelado del convertidor el cual luego sera utilizado para el diseño del esquema de control.
- El capítulo 4 presenta la arquitectura de control utilizada, la cual considera tanto el control de MPPT de los submodulos, como el control sobre la corriente inyectada a la red.
- El capítulo 5 muestra los resultados de simulación obtenidos los cuales han sido utilizados para validar el modelo en una primera instancia. Dentro de ésta sección se presentan simulaciones tanto del sistema propuesto como de un micro-inversor clásico a modo de contrastar ambos sistemas y realizar un análisis comparativo de los mismos.
- El capítulo 6 presenta los resultados experimentales del sistema submodular; dentro de esta sección se pueden apreciar las característica de calidad de la energía del sistema real implementado, para ello se realizan diversas pruebas donde se consideran condiciones de radiaciones uniformes así como condiciones de sombreado parcial.
- El capítulo 7 entrega las conclusiones del trabajo y consideraciones para trabajos futuros.

ESTADO DEL ARTE

Clásicamente los sistemas fotovoltaicos (PV) se clasifican en cuatro grupos dependiendo de la configuración del sistema[?], [?], [?]: inversores centralizados, inversores en string, inversores multistring, y micro-inversores. La diferencia de estos radica en la forma de agrupar los paneles para la conversión de energía y conexión a red, así como en el tamaño del sistema siendo el central para gran escala y el micro-inversor para pequeña escala.

En el caso de los sistemas centralizados [?] estos agrupan los paneles de forma que todos estos se conectan a un solo enlace DC (DC-link), utilizando configuraciones serie y paralelo para agruparlos y obtener la tensión requerida por el inversor para la conexión a red. El inversor centralizado recibe su nombre pues es solo un inversor el encargado de convertir toda la potencia e inyectarla a la red. Para cada conjunto serie de paneles se utiliza un diodo de bloqueo, éste es necesario para prevenir que un segmento pueda actuar como carga cuando haya diferencias de radiación o sombreado parcial. Producto de que se utiliza un único inversor sólo se puede realizar una operación de MPPT, por lo que posee la menor eficiencia en la etapa de MPPT de todas las configuraciones. Sin embargo, proporciona una estructura sencilla, fiable, y eficiente en la etapa de conversión, por lo que es una de las soluciones más comunes para las instalaciones fotovoltaicas a gran escala.

Por su parte, los sistemas string [?] o en cadena se denominan así por que agrupan los paneles de manera serie para sumar las tensiones de los paneles y obtener el DC-link necesario para la conexión a red. A diferencia del sistema centralizado, en esta configuración se utiliza un inversor por cada arreglo en serie, por lo tanto se puede independizar y distribuir la etapa de MPPT. Adicionalmente se puede trabajar tanto con una etapa de adaptación de la tensión del DC-link o no, al hacer esta adaptación se logra desacoplar el control de MPPT de la etapa de control de la conexión a red. Esta configuración mejora el rendimiento en la etapa de MPPT con respecto al sistema centralizado y suele

ser usado en configuraciones de pequeña y mediana escala, principalmente para plantas PV residenciales.

Cuando se habla de un sistema multistring [?] los paneles se agrupan de manera semejante a la configuración string, es decir con paneles PV en serie para sumar sus tensiones. Sin embargo la diferencia radica en que por cada agrupación de string se utiliza un convertidor DC-DC los cuales se conectan de manera paralela a un mismo DC-link en la etapa de salida del convertidor para realizar la inversión para conexión a red mediante un único convertidor DC-AC. Con esta configuración se mejora el desempeño de la MPPT en los sistemas PV y dado que reduce los efectos de sombreado parcial y no uniforme, son adecuados no solo para conexiones residenciales, si no que además para sistemas PV de mediana y gran escala.

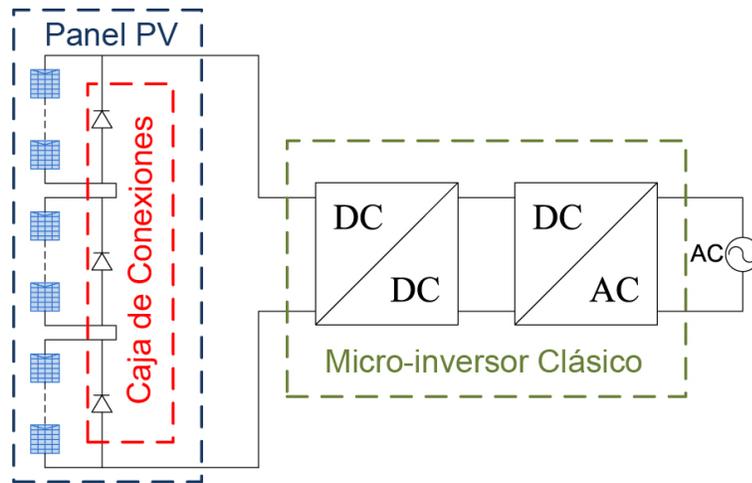
Finalmente existen los sistemas micro-inversores [?], [?], donde cada panel tiene asociado su propio convertidor para elevar tensión y realizar la conexión a red. De esta manera cada modulo PV implementa su propia etapa de MPPT, siendo la solución más distribuida y por lo tanto la que mejor respuesta tiene ante sombreado parcial y no uniforme. Sin embargo esta configuración requiere alta elevación de tensión para realizar la conexión a red, desde 30V a 390V aproximadamente, producto de lo cual es la configuración con menor eficiencia en la conversión de potencia. Esta configuración es usualmente utilizada en lugares donde existen pérdidas por sombreado parcial, sistemas pequeños donde se ubican orientados en distintas direcciones los paneles o con estructuras complejas.

La etapa de MPPT corresponde a un algoritmo que determina el punto de operación al cual debe trabajar el panel para obtener la máxima potencia posible según la radiación recibida, por lo tanto genera una referencia para el sistema de control. Generalmente suele utilizarse el algoritmo de *Perturbar y Observar* (P&O) en el cual se genera un incremento o decremento en la referencia de tensión y se mide la corriente obtenida del panel, con estos valores se calcula la potencia extraída y se compara con la potencia antes del delta generado y según el resultado se decide si el siguiente delta será incremental o no. En general existen muchos otros tipos de algoritmos de MPPT como por ejemplo el método de voltaje constante y el método de inductancia incremental, sin embargo el método P&O es uno de los más utilizados dado su simplicidad de programación, fácil implementación y buenos resultados de funcionamiento[?][?].

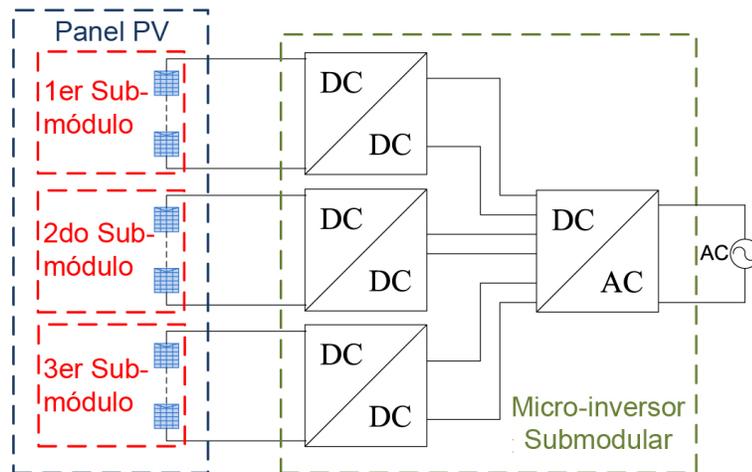
En la actualidad se encuentra en estudio el uso de micro-inversores submodulares, donde cada panel se subdivide eliminando la caja de conexiones, la cual está compuesta por 3 diodos de derivación (by-pass) que permiten aislar tres segmentos del panel y no actúan como carga en caso de sombreado parcial y no

uniforme tal como en el caso del sistema centralizado. Al eliminar la caja de conexiones se puede considerar que un panel son 3 paneles más pequeños y por lo tanto se puede convertir la energía de ellos por separado, de allí que reciben el nombre de submodular ya que cada modulo o panel PV tiene subdivisiones.

En la figura ?? se aprecia de manera gráfica la diferencia entre el micro-inversor clásico y la versión submodular, donde se elimina la caja de conexiones.



(a) Micro-inversor Clásico



(b) Micro-inversor Submodular

Figura 2.1: Diferencias en la configuración del micro-inversor

2.1. Topologías submodulares

En la literatura se pueden encontrar diversos trabajos que apuntan a mejorar la eficiencia en la obtención y conversión de potencia en sistemas fotovoltaicos, donde el enfoque está en el desarrollo de nuevas topologías o configuraciones a nivel submodular; esto dado que la manera más eficiente para mitigar los efectos de sombreado parcial o condiciones no uniformes de radiación es distribuyendo la etapa de MPPT .[?]

En el año 2010, por ejemplo, se presenta un trabajo que plantea una solución alternativa a los clásicos diodos de by-pass y de esta manera mejorar la obtención de potencia de un panel ante condiciones de sombreado parcial o radiación no uniforme. Para lo anterior se utiliza un *circuito de bypass activo* el cual realiza una distribución de la tensión activa, tal como lo indica su nombre, de tal manera que cuando se encuentra en condiciones de sombreado parcial entra en funcionamiento mediante el control y MPPT realizado de manera externa; sin embargo si el sistema se encuentra en condiciones óptimas de radiación se deshabilita la componente activa de tal manera de no incurrir en mayores pérdidas que los diodos clásicos[?]

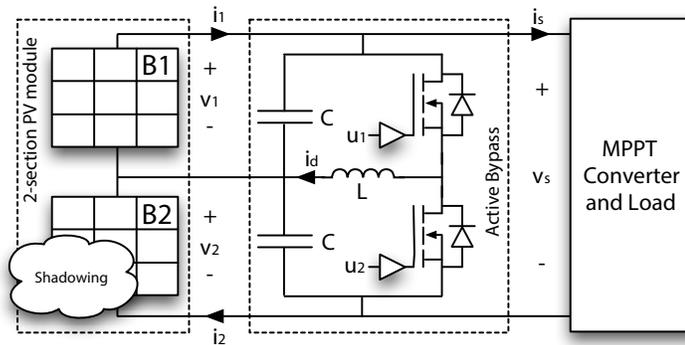


Figura 2.2: Esquema circuital del *Active bypass* propuesto [?]

Como se puede apreciar en la figura ??, se trabaja con un panel fotovoltaico que puede ser separado en dos submódulos, sin embargo el sistema propuesto puede ser implementado en un panel separable en 3 módulos e incluso puede ser escalable a un sistema con conexión string. Con la solución propuesta se eliminan los múltiples peaks en la curva de obtención de potencia del panel cuando se opera con condiciones no uniformes de radiación y por consiguiente, en dichas condiciones de operación, la extracción de potencia total del panel aumenta considerablemente, teniendo una conversión mas eficiente de la radiación recibida a energía eléctrica. El anterior trabajo presenta mejoras considerables en lo que se refiere a la mitigación de los efectos de sombreado parcial, sin embargo este implementa un único algoritmo externo de MPPT por lo que no se tiene efectivamente un sistema de MPPT distribuido para cada submódulo. Otra desventaja que presenta el trabajo es que solo se centra en la característica de la potencia obtenida del panel, pero no en la conversión ni en la conexión a red de la misma.

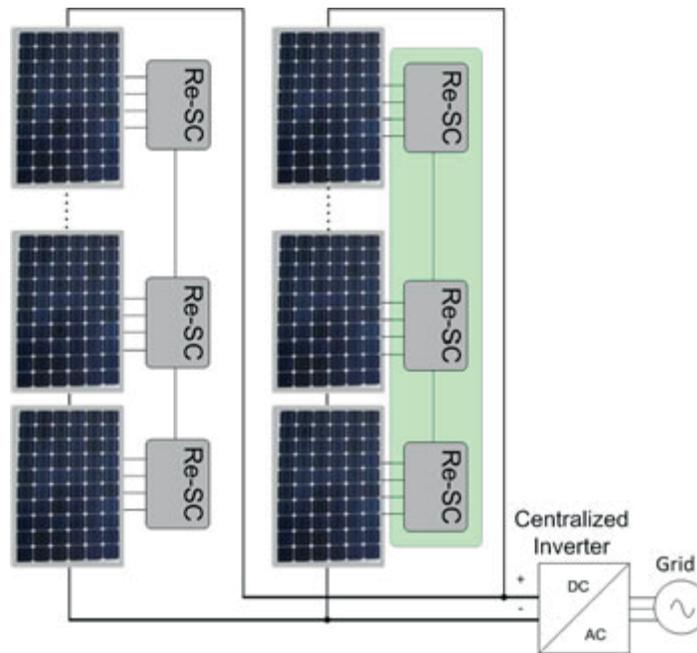


Figura 2.3: Arquitectura propuesta Centralizada con convertidor resonante[?]

Otros autores proponen en [?] una topología de un circuito resonante que se conecta en paralelo a la caja de conexiones, con este circuito se logra mitigar el efecto de sombreado parcial y no uniforme y por lo tanto se mejora la eficiencia del sistema; mientras que otra ventaja que presenta esta solución es que resulta ser menos invasiva para el panel ya que no elimina la caja de conexiones con los diodos de bypass, si no que interactúa con ella de manera directa. Los resultados demuestran que cuando se tiene radiación uniforme la operación con este circuito es menos eficiente que sin él, por lo tanto el esquema de control incluye una etapa para desconectarlo según la situación. Sin embargo, esta solución apunta a sistemas centralizados, tal como se puede ver en la figura ??, donde solo existe un gran convertidor que realiza la conexión a red para un gran conjunto de paneles, cada uno con su respectivo circuito resonante, por lo tanto solo existe una etapa de MPPT centralizada implementando un sistema centralizado, alejándose de la idea del micro-inversor con MPPT distribuida.

En el año 2013 los autores Pilawa-Podgurski y Perreault[?] desarrollan un convertidor buck sincrónico el cual se ubica en paralelo al diodo de bypass y luego las salidas de estos convertidores se conectan en serie de tal manera que se sumen para poder obtener la tensión DC necesaria para la etapa de inversión, a esta configuración se le denomina "DC-DC optimizer" dado que con un convertidor DC-DC se busca optimizar la obtención de potencia de un único submódulo, y luego se genera un bus DC que en conjunto con un convertidor DC-AC realizará la conexión a red. La ventaja que presenta esta estrategia es que implementa un algoritmo de MPPT independiente para cada submódulo, por lo tanto mitiga el efecto de pérdida de potencia producto del sombreado parcial. Al tratarse de un trabajo con resultados experimentales, nos muestra que no solo en la teoría, si no que también en la práctica se obtienen mejoras al trabajar con sistemas submodulares, donde en este caso particular no solo se tienen ganancias al reducir las pérdidas asociadas a la radiación no uniforme, si no que además muestra ser un sistema que reduce costos en su implementación. Sin embargo, al igual que en los casos anteriores, este sistema sigue presentando la necesidad de utilizar más de un panel para poder operar con conexión a red, por lo que no considera dentro de la categoría de micro-inversores.

Otra mirada se aprecia en [?], en la cual el autor propone una estructura de MPPT submodular donde el convertidor solo procesa una fracción de la potencia PV bajo sombreado parcial y no uniforme, pudiendo recibir o suministrar corriente según sea necesario para compensar éste efecto mostrando resultados experimentales en donde se aumenta la capacidad de extracción de energía de un mismo panel para condiciones de radiación no uniforme, sin embargo, los convertidores DC-DC utilizados se conectan de manera paralela por lo que pa-

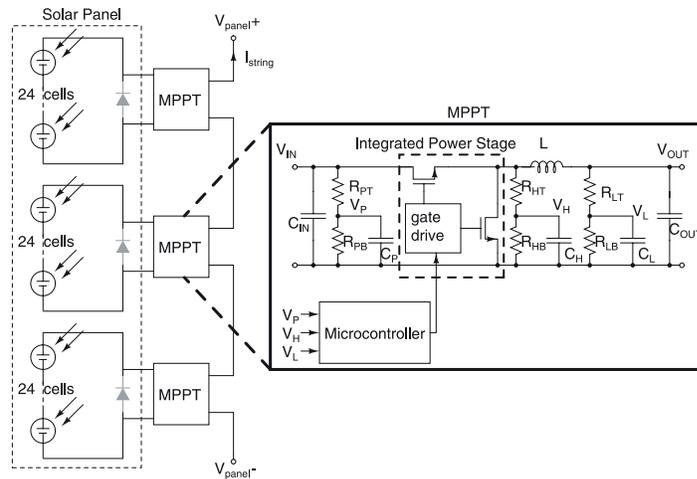
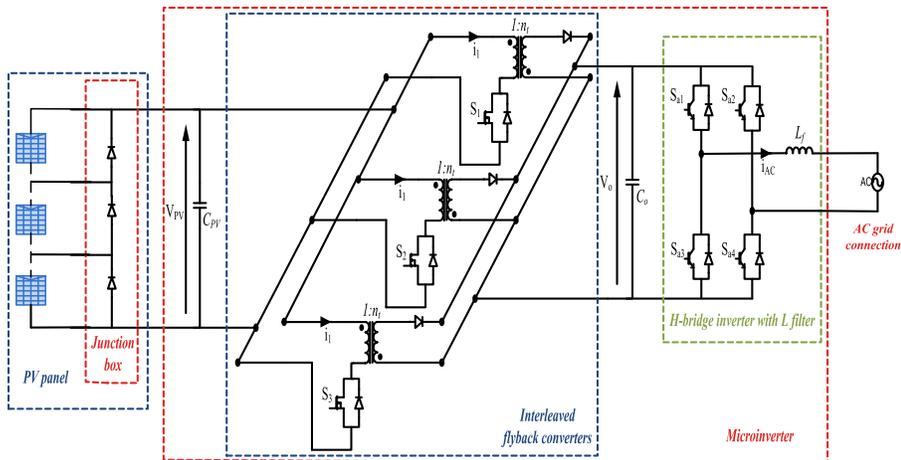


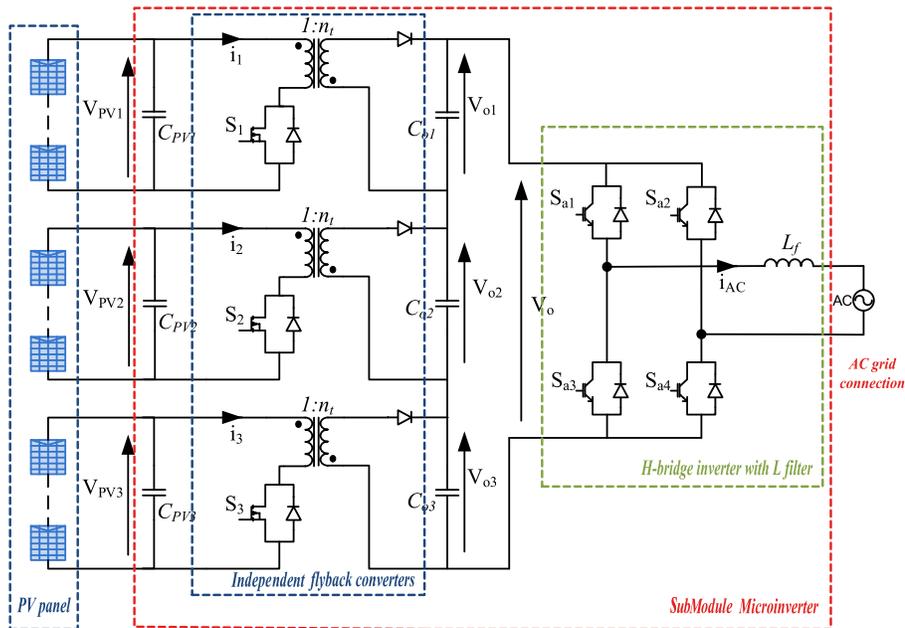
Figura 2.4: Esquemático de sistema submodular con MPPT independiente[?]

ra poder llegar a una conexión a red se requieren el triple de paneles o bien tener una elevación de tensión 3 veces mayor a la de los otros sistemas, y por consiguiente teniendo una alta elevación de tensión que induce pérdidas en el convertidor. Por su parte en [?], otra estructura submodular que optimiza la obtención de potencia es propuesta utilizando convertidores que procesan un porcentaje de la potencial total del panel, para ello utiliza solo dos convertidores, por lo que solo se optimizan dos de los tres submódulos del panel; otra limitante de este trabajo es que no considera la conexión a red, por lo tanto no se puede saber la eficiencia real del sistema, centrándose solo en mitigar los efectos de sombreado parcial y no uniforme. Finalmente en un trabajo anterior del grupo de investigación se realiza una configuración submodular con conexión a red [?], en este trabajo se realiza una comparación en la obtención de potencia de un micro-inversor clásico con respecto a su par submodular, donde se obtiene que para una misma condición de sombreado parcial siempre se obtiene mayor extracción de potencia para el caso submodular. En este trabajo se puede apreciar también que es posible tener una conexión a red con un único panel, sin embargo, a pesar de tener mayor extracción de potencia, el sistema propuesto es un tanto más ineficiente que el micro-inversor clásico, mientras que la calidad de la energía sigue siendo la misma pues se utiliza el mismo convertidor (Puente H) para esta finalidad. En la figura ?? se pueden apreciar las dos configuraciones mencionadas y donde se destaca la ausencia de la caja de conexiones en la versión submodular con respecto al micro-inversor clásico.

Es producto de todo lo anterior que se desea no solo mejorar la obtención de potencia, si no tener un sistema mas eficiente y que tenga una mejor calidad de la energía inyectada a la red. Esto se puede lograr implementando una conexión a red mediante un convertidor multinivel, como por ejemplo un Puente H en cascada, donde se aprovecha la independencia de generación de cada submodulo para tener un voltaje de conexión a red de siete niveles, el cual presenta menor contenido armónico y es mas eficiente [?].



(a) Micro-inversor Clásico



(b) Micro-inversor Submodular

Figura 2.5: Comparación entre micro-inversor clásico y micro-inversor submodular

ARQUITECTURA PROPUESTA

En el capítulo anterior se ha mencionado que a nivel de micro-inversores las configuraciones submodulares son las que presentan un mejor rendimiento energético cuando se trabaja en condiciones de radiación no uniforme, sin embargo son pocos trabajos los que se centran en la conexión a red del panel. La arquitectura propuesta en el presente trabajo tiene en consideración ambos requerimientos y consiste en una etapa de elevación de tensión DC-DC y una etapa de inversión DC-AC para la conexión a red. La configuración total del convertidor se presenta en la figura ?? donde se debe destacar la ausencia de una caja de conexiones con los diodos de by-pass de tal manera de tener grupos de celdas independientes en cada submódulo.

Tal como se puede ver en la figura ?? para la etapa DC-DC se ha optado por convertidores del tipo flyback, los cuales son ampliamente utilizados en aplicaciones con micro-inversores [?], [?], [?], [?] gracias a las ventajas de utilizar menos componentes que otras configuraciones, es simple y provee aislamiento entre el módulo PV y la red eléctrica entre otras. Es en esta etapa donde se realiza la MPPT del sistema a nivel submódular utilizando cada uno de los convertidores DC-DC.

Por otro lado, para la etapa DC-AC se propone utilizar un convertidor multinivel puente H en cascada aprovechando la independencia de la generación en cada submódulo, de esta manera se desea tener una mejora en la calidad de la energía con respecto al micro-inversor clásico. La conexión a red se realiza mediante una inductancia de filtro L_f ubicada entre la salida del puente H en cascada y la red eléctrica.

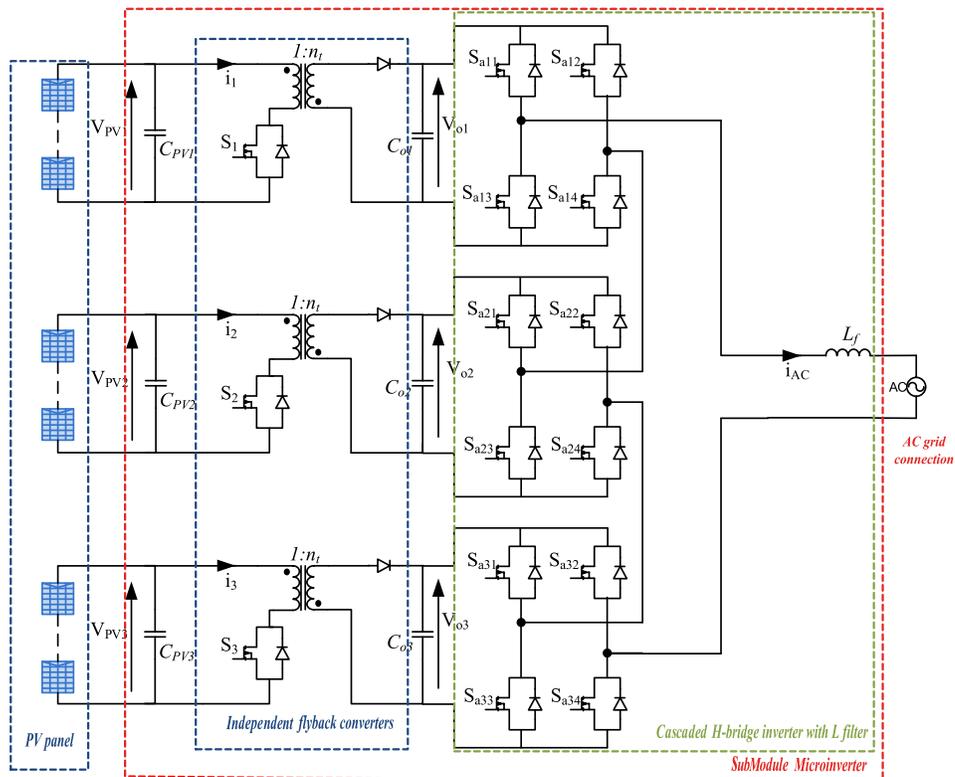


Figura 3.1: Microinversor submodular con conexión a red - Esquemático propuesto

3.1. Convertidor Flyback

El convertidor flyback es una versión con transformador (aislación) del convertidor buck-boost. Este transformador es utilizado para eliminar cualquier conexión eléctrica entre la entrada y la salida del convertidor. En muchas aplicaciones esta característica de seguridad es requerida para cumplimientos de normas. Adicionalmente, el transformador permite al convertidor lograr funciones de transferencia de voltaje mucho mayores o menores que su contraparte sin transformador[?]. Dado que la frecuencia de conmutación PWM del convertidor es mucho mayor que la frecuencia de la red (50-60 Hz), el transformador, inductores y capacitores son mucho mas pequeños que si operaran a la frecuencia de red[?]. En la figura ?? se puede apreciar el esquema circuital del convertidor.

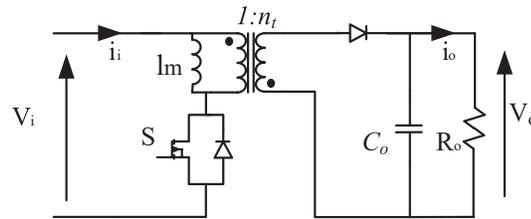


Figura 3.2: Diagrama circuital convertidor flyback con transformador en configuración inversor

El transformador que incluye el convertidor flyback realiza varias funciones importantes entre las que se cuentan:

- Provee aislación DC
- Almacena energía magnética
- Cambia los niveles de tensión
- El voltaje de salida puede ser tanto positivo como negativo
- Devanados secundarios adicionales pueden ser agregados para proveer más de una salida de voltaje

El convertidor flyback es usado en aplicaciones de baja potencia, típicamente desde los 20 hasta los 200 W, lo que lo convierte en un gran candidato para la configuración propuesta. La inductancia de magnetización es usada para almacenar energía magnética, y por lo tanto, no se requiere de un inductor. Sin embargo, se requiere de un núcleo de transformador grande para niveles de potencia mas elevados.

3.1.1. El Transformador

Consideremos un transformador ideal no inversor como el que se muestra en la figura ???. En un transformador ideal, ambas bobinas comparten precisamente el mismo flujo magnético $\phi = \phi_{21} = \phi_{12}$ y tienen un coeficiente de acoplamiento $k = 1$. Los voltajes del transformador están dados por

$$v_1 = N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad (3.1.1)$$

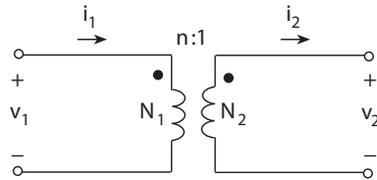
y

$$v_2 = N_2 \frac{d\phi}{dt}, \quad (3.1.2)$$

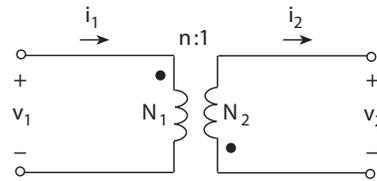
donde N_1 es el número de vueltas del devanado primario y N_2 es el número de vueltas del devanado secundario. La relación entre los dos voltajes es

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1 \frac{d\phi}{dt}}{N_2 \frac{d\phi}{dt}} = \frac{N_1}{N_2} = n, \quad (3.1.3)$$

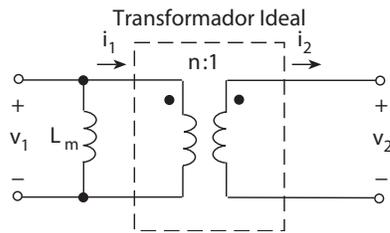
donde n es la relación de vueltas del transformador.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.3: Transformador. (a) Transformador ideal no inversor. (b) Transformador ideal inversor. (c) Modelo de un transformador consistente en un transformador ideal no inversor y una inductancia de magnetización L_m

La potencia instantánea en la entrada del transformador es $P_i = i_1 v_1$ y la

potencia instantánea en la salida del transformador es $P_o = i_2 v_2$. Asumiendo que la eficiencia del transformador $\eta = P_o/P_i = 1$, se obtiene

$$i_1 v_1 = i_2 v_2, \quad (3.1.4)$$

a partir de la cual la relación voltajes y corrientes viene dada por

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{i_2}{i_1}. \quad (3.1.5)$$

De ?? y ??, se obtiene la relación entre voltajes, corrientes y la relación de vueltas de un transformador ideal no inversor,

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{i_2}{i_1} = \frac{N_1}{N_2} = n. \quad (3.1.6)$$

La figura ?? muestra un transformador inversor ideal. El voltaje de entrada esta dado por ?? y el voltaje de salida es

$$v_2 = -N_2 \frac{d\phi}{dt}. \quad (3.1.7)$$

Las ecuaciones ?? y ?? se mantienen en este caso. Por lo tanto, la relación para el transformador inversor ideal viene dada por

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{i_2}{i_1} = -\frac{N_1}{N_2} = -n. \quad (3.1.8)$$

Así, v_2 esta desfasado en 180° con respecto a v_1 y i_2 esta desfasada en 180° con respecto a i_1 .

Un modelo completo de un transformador actual contiene un gran número de componentes como la inductancia de magnetización, la resistencia del núcleo, resistencia de los devanados, inductancias de fuga y capacitancias parásitas. Un modelo simple del transformador es presentado en la figura ??, usualmente usado para el análisis PWM del convertidor. Este consta de un transformador ideal y una inductancia de magnetización L_m . Este modelo refleja la habilidad del transformador de almacenar energía magnética en L_m y de transformar los niveles de voltajes y corrientes AC.

3.1.2. Análisis DC del convertidor Flyback para CCM

Cuando se diseña un convertidor flyback uno de los primeros desafíos es tomar la decisión si operar con un circuito con *Modo de Conducción Continua* (CCM) o *Modo de Conducción Discontinua* (DCM). Dentro de las diferencias

que existen entre estos dos modos de operación se pueden mencionar el estrés de los componentes, la regulación del voltaje de salida y la respuesta transiente del mismo, y la eficiencia.

Estudios han demostrado que el modo de operación CCM presenta mejores resultados en las variables antes mencionadas, reduciendo el nivel de estrés en la corriente cuando se opera a una misma potencia de salida, y aun mas importante es que con CCM se tiene una mejor eficiencia[?]. Teniendo en consideración esta ventaja es que se decide trabajar con CCM y se procede a realizar el análisis correspondiente del convertidor.

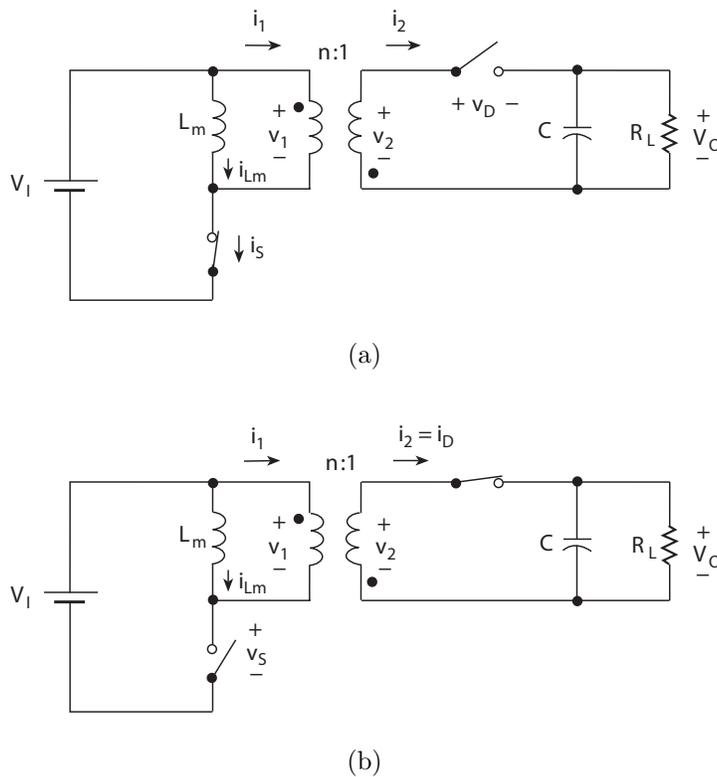


Figura 3.4: Circuito equivalente de un convertidor PWM flyback no inversor para CCM. (a) Circuito equivalente cuando el interruptor esta en ON y el diodo en OFF. (b) Circuito equivalente cuando el interruptor esta en OFF y el diodo en ON.

Descripción del circuito

Un circuito equivalente de un convertidor DC-DC flyback PWM no inversor se presenta en la figura ???. Esta consiste de un MOSFET operando como interruptor, un transformador, un diodo y un capacitor de filtro C . El transformador realiza dos funciones: provee aislación DC y almacena energía magnética. Este es el convertidor con transformador de aislación más simple. Los niveles de potencia para el convertidor flyback usualmente se encuentran entre los 20 y los 200 W.

El modelo presentado en la figura ?? corresponde al modo de operación CCM cuando el interruptor se encuentra encendido (ON) y el diodo apagado (OFF) y por su parte la figura ?? muestra cuando el interruptor esta en OFF y el diodo en ON. El transformador es modelado por un transformador ideal y su inductancia de magnetización L_m . El principio de operación del convertidor flyback se explica mediante las formas de onda idealizadas de voltajes y corrientes en la figura ??. Durante el intervalo de tiempo $0 < t \leq DT$, el interruptor se encuentra en ON y el diodo en OFF, como indica la figura ??. El voltaje a través del diodo es $-(V_1/n + V_O)$, lo que mantiene al diodo en estado OFF. El voltaje en la inductancia de magnetización es V_I y da lugar a un aumento lineal de la corriente de inductancia magnetizante con una pendiente de V_I/L_m . Durante el intervalo $DT < t \leq T$, el interruptor se encuentra en OFF y el diodo en ON, como se muestra en la figura ??. El voltaje en la inductancia magnetizante es $-nV_O$, lo que provoca que la corriente por dicha inductancia disminuya de manera lineal con una pendiente $-nV_O/L_m$. El voltaje a través del interruptor es $V_I + nV_O$. En el tiempo $t = T$ el interruptor se enciende nuevamente y comienza un nuevo ciclo.

Suposiciones

El análisis del convertidor PWM flyback de la figura ??? esta basado en las siguientes suposiciones:

1. El MOSFET de potencia y el diodo son interruptores ideales.
2. La capacitancia de salida del transistor, la capacitancia del diodo y las inductancias de fuga (y sus pérdidas de conmutación) son cero.
3. Las inductancias de fuga y capacitancias parásitas del transformador son omitidas.
4. Los componentes pasivos son lineales, invariantes en el tiempo e independientes de la frecuencia.

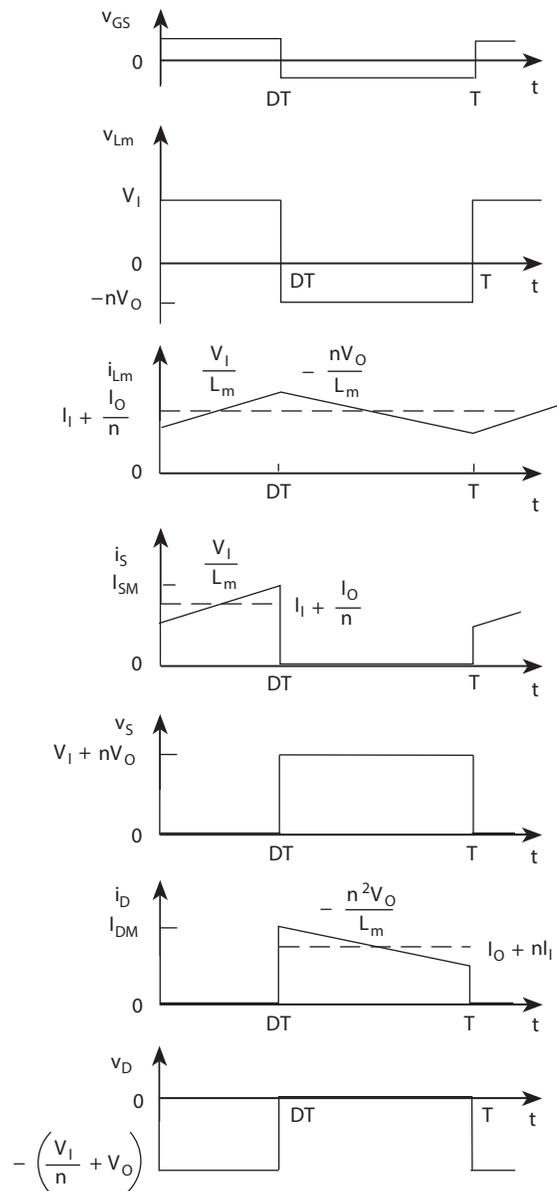


Figura 3.5: Formas de onda ideales de voltajes y corrientes en el convertidor PWM flyback no inversor para CCM.

5. La impedancia de salida de la fuente de voltaje V_I es cero para ambas componentes, DC y AC.

Intervalo de tiempo $0 < t \leq DT$

Durante el intervalo de tiempo $0 < t \leq DT$, el interruptor se encuentra en ON y el diodo en OFF. Un circuito ideal equivalente para este intervalo de tiempo se muestra en ???. Cuando el interruptor esta en ON, el voltaje por el diodo v_D es aproximadamente igual a $-(V_I/n + V_O)$, lo que causa que el diodo se encuentre polarizado inversamente. El voltaje en el interruptor v_s y la corriente en el diodo son cero. De

$$i_D = i_2 = 0, \quad (3.1.9)$$

se tiene que

$$i_1 = \frac{i_2}{-n} = 0. \quad (3.1.10)$$

El voltaje en la inductancia magnetizante L_m esta dado por

$$v_{Lm} = V_I = L_m \frac{di_{Lm}}{dt}. \quad (3.1.11)$$

Por lo tanto, se obtiene la corriente a través de L_m y el interruptor,

$$i_S = i_{Lm} = \frac{1}{L_m} \int_0^t v_{Lm} dt + i_{Lm}(0) = \frac{1}{L_m} \int_0^t V_I dt + i_{Lm}(0) = \frac{V_I}{L_m} t + i_{Lm}(0), \quad (3.1.12)$$

donde $i_{Lm}(0)$ es la corriente inicial en la inductancia magnetizante L_m en el tiempo $t = 0$. El máximo (peak) de corriente de L_m es

$$i_{Lm}(DT) = \frac{V_I DT}{L_m} + i_{Lm}(0) = \frac{V_I D}{f_s L_m} + i_{Lm}(0), \quad (3.1.13)$$

y el valor peak a peak del ripple de corriente por la inductancia magnetizante es

$$\Delta i_{Lm} = i_{Lm}(DT) - i_{Lm}(0) = \frac{V_I DT}{L_m} = \frac{V_I D}{f_s L_m}. \quad (3.1.14)$$

En breve veremos que la función de transferencia de voltaje DC en el convertidor flyback es $M_{VDC} = V_O/V_I = I_I/I_O = D/[n(1-D)]$. Por lo tanto, podemos encontrar el valor peak de voltaje reverso del diodo,

$$V_{DM} = - \left(\frac{V_I}{n} + V_O \right) = - \frac{V_O}{D}, \quad (3.1.15)$$

a partir del cual

$$V_{DMmax} = - \left(\frac{V_{Imin}}{n} + V_O \right) = - \frac{V_O}{D_{min}}. \quad (3.1.16)$$

El valor peak de la corriente en el interruptor I_{SM} es

$$I_{SM} = I_I + \frac{I_O}{n} + \frac{\Delta i_{Lm}}{2} = \frac{I_O}{n(1-D)} + \frac{\Delta i_{Lm}}{2}, \quad (3.1.17)$$

lo que da

$$I_{SMmax} = I_{Imax} + \frac{I_{Omax}}{n} + \frac{\Delta i_{Lm(max)}}{2} = \frac{I_{Omax}}{n(1-D_{max})} + \frac{\Delta i_{Lm(max)}}{2}. \quad (3.1.18)$$

El incremento en a energía magnética en L_m es

$$\Delta W_{Lm(in)} = \frac{1}{2} L_m [i_{Lm}^2(DT) - i_{Lm}^2(0)]. \quad (3.1.19)$$

Este intervalo de tiempo termina cuando $t = DT$ y el interruptor pasa a estado OFF por acción de un drive externo. La corriente a través de la inductancia magnetizante i_{Lm} es una función continua en el tiempo porque $i_{Lm}(DT)$ es distinto de cero, actúa como una fuente de corriente, activando así el diodo.

Intervalo de tiempo $DT < t \leq T$

Durante el intervalo de tiempo $DT < t \leq T$, el interruptor se encuentra en OFF y el diodo en ON. La figura ?? muestra un circuito ideal equivalente para este intervalo de tiempo. La corriente por el interruptor i_S y el voltaje de diodo v_D son cero. El voltaje a través del secundario del transformador es

$$v_2 = V_O, \quad (3.1.20)$$

obteniendo un voltaje en el primario del transformador dado por

$$v_1 = -nv_2 = -nV_O. \quad (3.1.21)$$

Por lo tanto, el voltaje a través de la inductancia magnetizante L_m es

$$v_{Lm} = -nV_O = L_m \frac{di_{Lm}}{dt}. \quad (3.1.22)$$

La corriente que pasa por L_m puede ser encontrado desde

$$\begin{aligned}
i_{Lm} &= \frac{1}{L_m} \int_{DT}^t (-nV_O) dt + i_{Lm}(DT) = -\frac{nV_O}{L_m} (t - DT) + i_{Lm}(DT) \\
&= -\frac{nV_O}{L_m} (t - DT) + \frac{V_I D}{f_s L_m} + i_{Lm}(0),
\end{aligned} \tag{3.1.23}$$

donde $i_{Lm}(DT)$ es la corriente inicial de la inductancia de magnetización en el instante $t = DT$. El valor peak a peak del ripple de corriente en L_m es

$$\Delta i_{Lm} = i_{Lm}(DT) - i_{Lm}(T) = \frac{nV_O T (1 - D)}{L_m} = \frac{nV_O (1 - D)}{f_s L_m}. \tag{3.1.24}$$

La corriente por el primario del transformador ideal es

$$i_1 = -i_{Lm} = \frac{nV_O}{L_m} (t - DT) - i_{Lm}(DT), \tag{3.1.25}$$

lo cual implica una corriente por el secundario y por el diodo igual a

$$i_D = i_2 = -ni_1 = -\frac{n^2 V_O}{L_m} (t - DT) + ni_{Lm}(DT). \tag{3.1.26}$$

Dado que $V_O/V_I = D/n(1 - D)$, el peak de voltaje entre los terminales del interruptor S esta dado por

$$V_{SM} = V_I + nV_O = \frac{nV_O}{D}, \tag{3.1.27}$$

resultando en un valor máximo en el peak de voltaje del interruptor,

$$V_{SMmax} = V_{Imax} + nV_O = \frac{nV_O}{D_{min}}. \tag{3.1.28}$$

El peak de corriente en el diodo es

$$I_{DM} = nI_I + I_O + \frac{n\Delta i_{Lm}}{2} = \frac{I_O}{1 - D} + \frac{n\Delta i_{Lm}}{2}, \tag{3.1.29}$$

teniendo en el peor de los casos

$$I_{DMmax} = nI_{Imax} + I_{Omax} + \frac{n\Delta i_{Lm(max)}}{2} = \frac{I_{Omax}}{1 - D_{max}} + \frac{n\Delta i_{Lm(max)}}{2}. \tag{3.1.30}$$

Este intervalo de tiempo termina en $t = T$ y el interruptor cambia a ON comandado por un drive externo.

La energía magnética almacenada en L_m disminuye durante el intervalo $DT < t \leq T$ de la forma

$$\Delta W_{Lm(out)} = \frac{1}{2} L_m [i_{Lm}^2(DT) - i_{Lm}^2(T)]. \quad (3.1.31)$$

En operación en estado estacionario, el incremento en la energía magnética almacenada en la inductancia magnetizante $\Delta W_{Lm(in)}$ es igual a la disminución de energía magnética almacenada $\Delta W_{Lm(out)}$.

Función de transferencia DC para CCM

Observando la figura ?? y utilizando un equilibrio volt-segundo, $A^+ = A^-$, entonces podemos escribir

$$DTV_I = (1 - D) TnV_O, \quad (3.1.32)$$

el cual puede ser reordenado como

$$V_O = \frac{DV_I}{n(1 - D)}, \quad (3.1.33)$$

resultando en la función de transferencia DC del convertidor sin pérdidas,

$$M_{VDC} \equiv \frac{V_O}{V_I} = \frac{I_I}{I_O} = \frac{D}{n(1 - D)}. \quad (3.1.34)$$

El rango de M_{VDC} en el convertidor flyack sin pérdidas para $0 \leq D \leq 1$ es

$$0 \leq M_{VDC} < \infty \quad (3.1.35)$$

Se desprende de ?? que el voltaje de salida V_O es independiente de la carga resistiva R_L y depende solo del voltaje de entrada V_I . De ??,

$$D = \frac{nM_{VDC}}{nM_{VDC} + 1}. \quad (3.1.36)$$

La sensibilidad del voltaje de salida con respecto al ciclo de trabajo es

$$S \equiv \frac{dV_O}{dD} = \frac{V_I}{n(1 - D)^2}. \quad (3.1.37)$$

En la práctica, V_O debiera permanecer constante. Si V_I aumenta, D debiese disminuir por un circuito de control y así V_O se mantiene constante, y viceversa. La función de transferencia de corriente es

$$M_{IDC} \equiv \frac{I_O}{I_I} = \frac{n(1-D)}{D}, \quad (3.1.38)$$

y este valor disminuye desde ∞ hasta 0 a medida que D aumenta desde 0 hasta 1.

Usando ??

$$\frac{V_O}{V_{SM}} = \frac{V_O}{V_I + nV_O} = \frac{1}{n + \frac{V_I}{V_O}} = \frac{D}{n}, \quad (3.1.39)$$

y usando ??,

$$\frac{I_O}{I_{SM}} \approx \frac{I_O}{I_I + \frac{I_O}{n}} = \frac{n}{1 + \frac{nI_I}{I_O}} = n(1-D). \quad (3.1.40)$$

Así, la utilización de el interruptor y el diodo en el convertidor flyback está caracterizada por la capacidad de potencia de salida

$$c_p \equiv \frac{P_O}{V_{SM}I_{SM}} = \frac{V_O I_O}{V_{SM}I_{SM}} = D(1-D). \quad (3.1.41)$$

Como D aumenta de 0 a 1, c_p aumenta desde 0, alcanza un máximo igual a 0.25 en $D = 0,5$, y luego disminuye de vuelta a cero.

3.1.3. Ringing en el Convertidor Flyback

La inductancia de fuga del transformador en cualquier convertidor DC-DC con aislación puede provocar "zumbidos" (ringing), mayores tensiones de estrés, y mayores perdidas de potencia, resultando en una degradación importante en el desempeño del circuito. La inductancia de fuga en el lado del primario del transformador esta dada por

$$L_l = (1 - k) L_p, \quad (3.1.42)$$

donde L_p es la inductancia en el devanado primario y k es el coeficiente de acoplamiento. Típicamente el valor de k se encuentra en el rango 0,98–0,99. Por ejemplo, para $L_p = 2,5mH$ y $k = 0,98$, se obtiene $L_l = (1 - 0,98) \cdot 2,5 \cdot 10^{-3} = 50\mu H$.

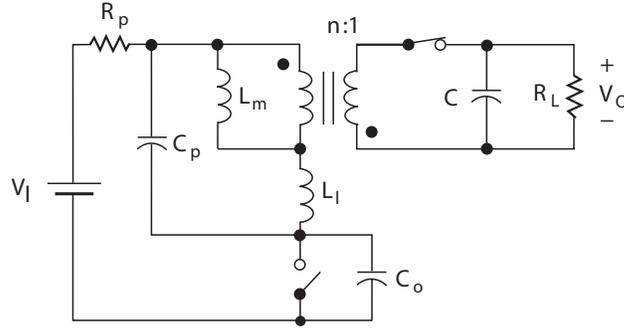


Figura 3.6: Circuito equivalente del convertidor flyback cuando el transistor esta apagado

En un convertidor flyback con un único transistor, se produce un peak de voltaje y ringing en el lado positivo de tensión del interruptor v_s cada vez que el transistor se apaga debido a la inductancia de fuga del transformador L_l . Un gran peak de voltaje y el ringing se superponen en el voltaje del transistor en estado estacionario $V_I + nV_O$. Cuando el transistor se apaga, la inductancia de fuga del transistor L_l , la capacitancia de salida del transistor $C_o = C_{oss} = C_{ds} + C_{gd}$, y la capacitancia de entrada del transformador C_p forman un circuito resonante, tal como se muestra en la figura ???. La corriente a través de L_l es

$$i_{L_l} = I_{L_l}(0)e^{-\frac{R_p}{2L_l}t} \cos(\omega_o t), \quad (3.1.43)$$

el voltaje por la inductancia de fuga es

$$\begin{aligned} v_{L_l} &= I_{L_l}(0)Z_o e^{-\frac{R_p}{2L_l}t} \sin(\omega_o t) = I_{SM}Z_o e^{-\frac{R_p}{2L_l}t} \sin(\omega_o t) \\ &= V_{L_l(pk)} e^{-\frac{R_p}{2L_l}t} \sin(\omega_o t), \end{aligned} \quad (3.1.44)$$

y el voltaje en el interruptor es

$$v_S = V_I + nV_O + v_{L_l} = V_I + nV_O + I_{SM}Z_o e^{-\frac{R_p}{2L_l}t} \sin(\omega_o t), \quad (3.1.45)$$

donde $I_{L_l}(0) = I_{SM}$ es la corriente en la inductancia de fuga L_l justo antes de que el interruptor se apague, R_p es la resistencia del devanado primario, $V_{L_l} = I_{SM}Z_o$, la frecuencia de ringing es

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_l(C_o + C_p)}}, \quad (3.1.46)$$

y la impedancia característica del circuito resonante es

$$Z_o = \omega_o L_l = \frac{1}{\omega_o (C_o + C_p)} = \sqrt{\frac{L_l}{C_o + C_p}}. \quad (3.1.47)$$

Por lo tanto, el peak de voltaje en los terminales del interruptor esta dado por

$$V_{SM} = V_I + nV_O + I_{SM}Z_o. \quad (3.1.48)$$

La energía almacenada en la inductancia de fuga justo antes de apagar el transistor es

$$W_{L_l} = \frac{1}{2} L_l I_{L_l}(0)^2 = \frac{1}{2} L_l I_{SM}^2, \quad (3.1.49)$$

resultando en perdidas producto del ringing iguales a

$$P_{ring} = \frac{W_{L_l}}{T} = f_s W_{L_l} = \frac{1}{2} f_s L_l I_{SM}^2. \quad (3.1.50)$$

Un método para reducir la magnitud del ringing es usar un amortiguador (*snubber*) disipativo, tal como se muestra en la figura ???. Una gran capacitancia actúa como una fuente de voltaje cuyo voltaje promedio es nV_O . Cuando el voltaje de ringing aumenta, el diodo comienza a conducir y un voltaje constante cae a través del devanado primario y el transistor. El peak de voltaje del transistor es

$$V_{SM} = V_I + nV_O. \quad (3.1.51)$$

La mayor parte de la energía almacenada en la inductancia de fuga se disipa en la resistencia R_S y el diodo de snubber.

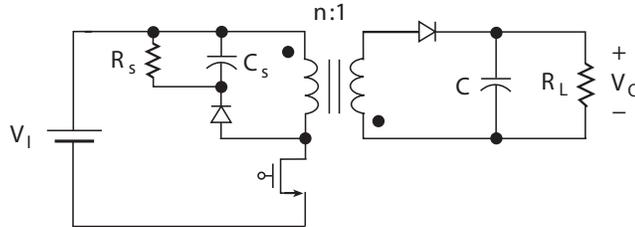


Figura 3.7: Convertidor flyback con Snubber disipativo

Con el fin de reducir la magnitud del ringing, un limitador de voltaje (*clamping*) en base a un diodo zener en serie con un diodo conectado en back-to-back

puede ser añadido en paralelo al devanado primario del transformador como se muestra en la figura ???. Esto es también un clamping disipativo. Cuando el transistor deja de conducir, el voltaje a través del devanado primario es reverso, y los diodos comienzan a conducir. El voltaje en la inductancia magnetizante es $v_{Lm} = nV_O$. El diodo zener se comporta como una fuente de voltaje DC cuya tensión es V_Z . El voltaje en la inductancia de fuga después de que el interruptor se apaga y se enciende el diodo zener es $v_{Ll} = V_Z + 0,7V$. El voltaje en el interruptor luego de que se apaga esta dado por

$$V_{SM} = V_I + v_{Lm} + v_{Ll} = V_I + nV_O + V_Z + 0,7V. \quad (3.1.52)$$

La corriente a través de la inductancia de fuga y los diodos decrece linealmente. Cuando la corriente del diodo llega a cero, el diodo se corta, y el voltaje en el interruptor queda expresado por

$$V_{SM} = V_I + nV_O. \quad (3.1.53)$$

El clamping con diodo zener es usado en convertidores de baja tensión, donde $V_Z \leq 50V$. No es utilizado en convertidores de entrada universal, desconectados.

3.1.4. Convertidor Flyback con Clamping Activo

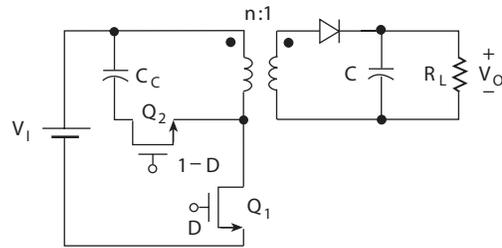
La figura ?? muestra tres circuitos de clamping activo casi sin pérdidas. Estos circuitos también pueden proporcionar voltaje de conmutación igual a cero, reduciendo las pérdidas de conmutación, reduciendo la interferencia electromagnética (*EMI*), e incrementando la eficiencia. El circuito de clamping consiste de un transistor Q_2 y una capacitancia de acople C_C . En el convertidor representado en la figura ??, el circuito de clamping esta conectado en paralelo al devanado primario. Ese circuito es llamado clamping activo *high-end n-channel*. El transistor principal Q_1 es controlado con ciclo de trabajo D , y el transistor de clamping es controlado con ciclo de trabajo $1 - D$. El voltaje en los terminales del capacitor de clamping es

$$V_{C_C} = nV_O + V_{Ll}, \quad (3.1.54)$$

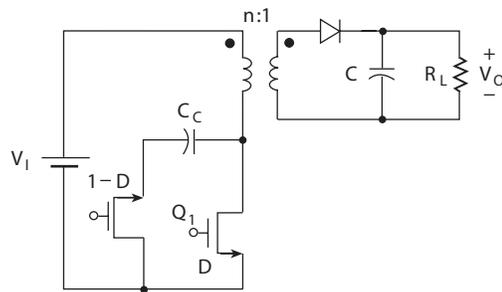
donde V_{Ll} es el voltaje en la inductancia de fuga, que puede ser alrededor de $0,4nV_O$. En el convertidor de la figura ??, el circuito de clamping esta conectado en paralelo al transistor principal. Este circuito es llamado clamping activo *low-end n-channel*. El voltaje en el capacitor de clamping C_C es

$$V_{C_C} = V_I + nV_O + V_{Ll} \quad (3.1.55)$$

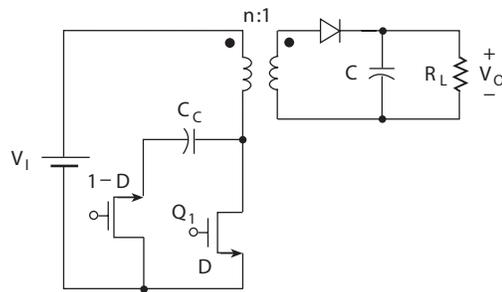
En el convertidor mostrado en la figura ??, el circuito de clamping contiene un MOSFET de canal p. El circuito es llamado clamping activo *low-end p-channel*



(a)



(b)



(c)

Figura 3.8: Convertidor Flyback con circuitos de clamping para eliminación del ringing. (a) High-end n-channel active clamp. (b) Low-end n-channel active clamp. (c) Low-end p-channel active clamp.

3.1.5. Modulación

La modulación típicamente utilizada para este convertidor es la de tipo PWM con una triangular portadora que oscila entre 0 y 1, estos valores se escogen dado que debe ser capaz de generar las señales de disparo para todo valor del índice de modulación teórico obtenido en el lazo de control y este número puede ir entre estos mismos valores representando una ocupación del 0 0 100% del convertidor respectivamente. El principio de funcionamiento de una modulación PWM nos dice que si el valor de la señal a modular es mayor que la portadora, entonces la salida del modulador será un uno lógico disparando el semiconductor; mientras que por el contrario si la señal a modular es menor que la triangular entonces la salida será un cero lógico y por tanto abrirá el semiconductor, de esta manera el valor modulado se reflejara en el valor medio de la señal de salida del modulador. El funcionamiento de esta lógica se puede apreciar en la figura ?? en donde en la parte superior se grafican tanto el índice de modulación deseado como la señal portadora, mientras que en el gráfico inferior se observa la señal ya modulada.

3.2. Convertidor Puente H en Cascada

Para la etapa de inversión y conexión a red se utiliza un convertidor multinivel puente H en cascada, esto para aprovechar la independencia de generación, o aislación, existente entre los submódulos del sistema. Esta topología está ampliamente estudiada y probada, siendo utilizada mayormente en aplicaciones de alta potencia, pero que también destaca por la calidad de la energía de salida.

Esta topología se compone de varias celdas de puente H monofásicas conectadas normalmente en cascada en el lado AC y de esta manera reducir la distorsión armónica. Cada celda puente H requiere de fuentes independientes y aisladas de tensión. En particular para esta aplicación se utilizará un convertidor multinivel con 3 celdas tal como se aprecia en la figura ??

3.2.1. Celda Puente H monofásica

La celda monofásica que compone el puente H en cascada, tal como mencionó anteriormente, requiere de fuentes independientes de tensión señaladas como V_{dc} en la figura ??, la cual además representa un diagrama circuital de la misma. Ésta se compone de dos piernas inversoras con dos semiconductores de potencia en cada pierna. El voltaje del bus DC V_{dc} usualmente es constante, mientras que el voltaje de salida V_{ab} puede ser ajustado utilizando esquemas de modulación

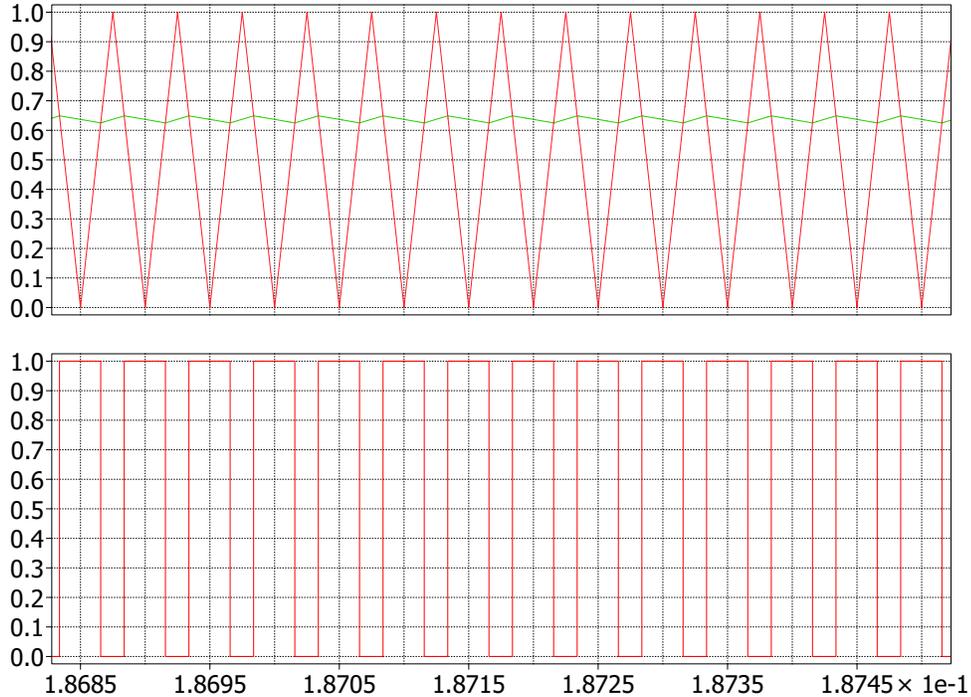


Figura 3.9: Modulación PWM para el control de un convertidor Flyback con un índice de modulación dado. Arriba: Señal portadora y a modular - Abajo: Señal Modulada

bipolar o unipolar. Con diferentes combinaciones de los cuatro interruptores, S_1 hasta S_4 , cada celda inversora puede generar 3 diferentes niveles de tensión en la salida, los cuales corresponden a $+V_{dc}$, $-V_{dc}$ y 0. Durante la operación de la celda inversora mostrada en la figura ?? los interruptores S_1 y S_4 deben estar cerrados para obtener un voltaje de salida positivo con valor V_{dc} , por otro lado para obtener un valor negativo de V_{dc} en la salida se deben cerrar los interruptores S_2 y S_3 . Dependiendo del ángulo de la corriente de carga, la corriente puede fluir a través del interruptor o por el diodo conectado en antiparalelo a cada interruptor. El voltaje de salida de una celda monofásica de puente H se muestra en la figura ??

En el caso del nivel cero, existen dos posibles combinaciones de switcheo que generan en la salida voltaje 0, la primera es cerrando los interruptores S_1 y S_3

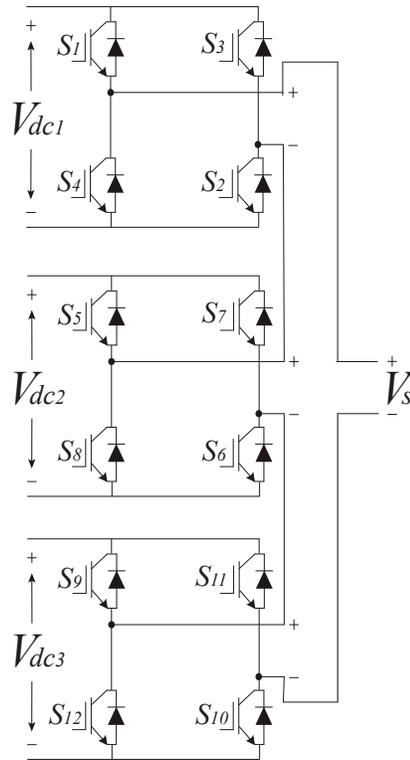


Figura 3.10: Diagrama circuital convertidor puente H en cascada con 3 celdas (7 niveles)

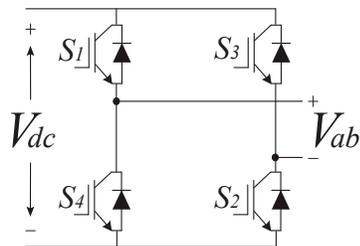


Figura 3.11: Diagrama circuital celda monofásica Puente H

manteniendo abiertos los interruptores S_2 y S_4 ; mientras que la segunda manera es realizando la combinación opuesta, es decir, cerrando los interruptores S_2 y S_4 manteniendo abiertos los interruptores S_1 y S_3 . En la figura ?? se aprecia un diagrama con las combinaciones de valores en los interruptores y la salida que generan, el valor cero se a realizado cerrando o prendiendo los interruptores S_1

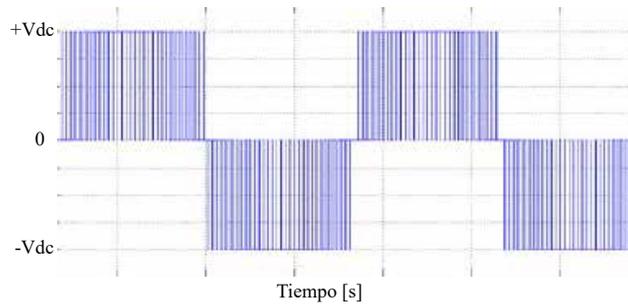


Figura 3.12: Voltaje de salida en celda Puente H con modulación unipolar

y S_3 .

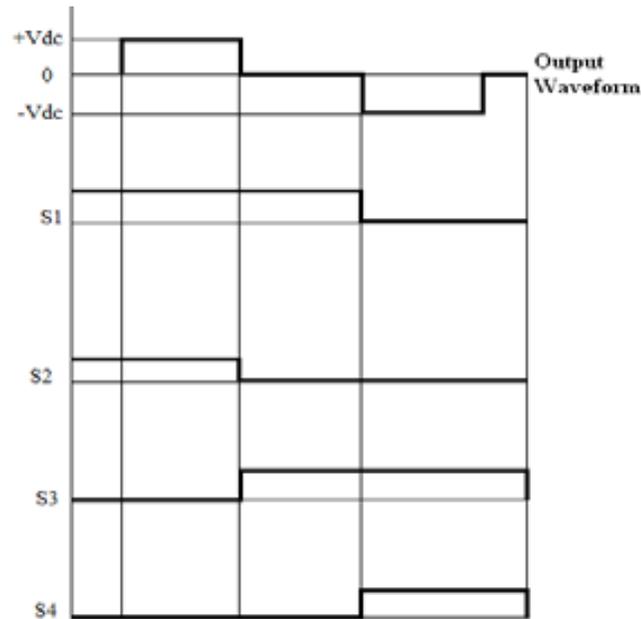


Figura 3.13: Patrones de conmutación de interruptores

Note que el nivel nivel 1 representa el estado cuando el interruptor esta cerrado (encendido), y el nivel 0 representa el estado cuando se encuentra abierto (pagado). En la figura ?? S_1 y S_3 están encendidos una mayor cantidad de tiempo que S_2 y S_4 en cada ciclo ya que siempre se utiliza el mismo patrón para obtener el nivel cero. Como resultado de lo anterior, S_1 y S_3 consumen mayor potencia, alcanzando mayores temperaturas que los otros dos interruptores. Para resolver esta condición, se aplica un patrón de conmutación diferente para el

nivel cero.

En la primera etapa de nivel cero S_1 y S_3 se encienden, luego en la segunda etapa de nivel cero son los interruptores S_2 y S_4 los que permanecen encendidos mientras que se mantienen apagados S_1 y S_3 . Aplicando este metodo, el tiempo de conducción de cada interruptor es el mismo en un periodo, tal como se muestra en la figura ??.

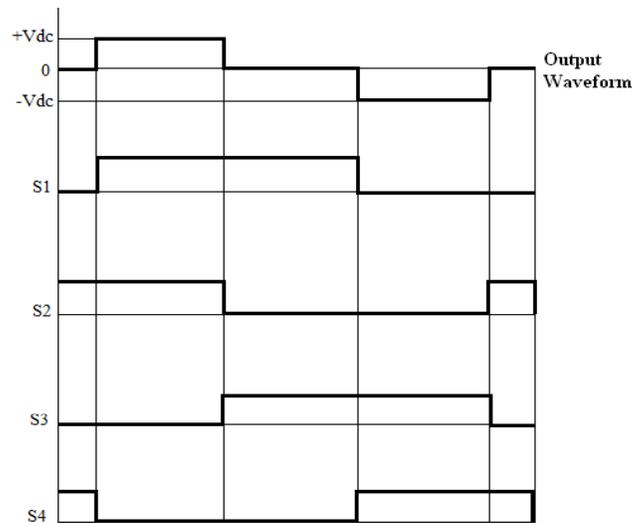


Figura 3.14: Patrones de conmutación de interruptores con igual tiempo de conducción

3.2.2. Estructura del inversor Puente H en cascada monofásico

Para sintetizar la señal multinivel, la salida AC de cada celda puente H se conectan en serie. La forma de onda de voltaje en cascada es la suma de la salida de los inversores. La cantidad de niveles de salida en el voltaje de una configuración cascada esta dada por $n = 2s + 1$, donde s es el numero de fuentes DC independientes.

Una forma de onda de voltaje de salida con 7 niveles se obtiene entonces con 3 fuentes independientes DC y la misma cantidad de celdas puente H. En la figura ?? se muestra un inversor en cascada monofásico genérico de 7 niveles, donde el voltaje de salida esta dado por la suma de cada celda puente H tal como sigue:

$$V_S = V_{dc1} + V_{dc2} + V_{dc3} \quad (3.2.1)$$

La forma de onda de la tensión de salida para este caso se puede apreciar en la figura ?? donde se debe destacar que corresponde al caso donde las 3 fuentes independientes que alimentan las celdas puente H tienen el mismo valor de tensión V_{dc} ya que en caso contrario la forma de onda no tendría escalones de igual valor.

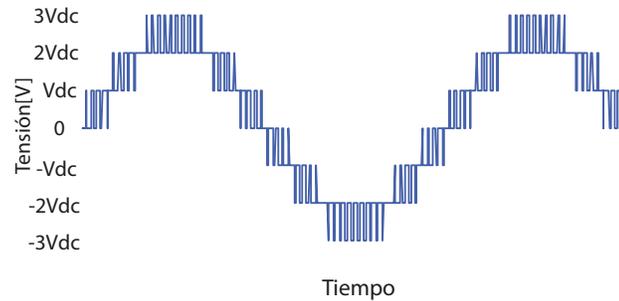


Figura 3.15: Forma de onda tensión de salida puente H en cascada de 7 niveles

3.2.3. Modulación

Al igual que en el caso del convertidor flyback, para el control del puente H en cascada se opta por una modulación de tipo PWM, pero en este caso se trata de la versión *Phase Shifted* la cual recibe su nombre dado que las fases de cada modulador (uno por celda puente H) se encuentran desfasadas entre si. En la figura ?? se puede apreciar como actúa la modulación PWM ante una señal de referencia sinusoidal, teniendo en el gráfico superior la señal mencionada y la portadora correspondiente mientras que en el gráfico inferior se muestran las señales de disparo de los semiconductores donde se requieren solo dos señales de disparo ya que los semiconductores cruzados de la celda puente H comparten una de estas. En esta figura también se puede notar que al realizar el cruce por cero de la señal sinusoidal las señales de disparo se traslapan para luego invertir la razón de uso de los semiconductores.

Por otro lado, en la figura ?? se visualizan como las señales moduladas para cada celda son distintas, esto producto del desfase de las señales portadoras y del índice de modulación diferente utilizado para cada celda (índice que se explicara en el siguiente capítulo).

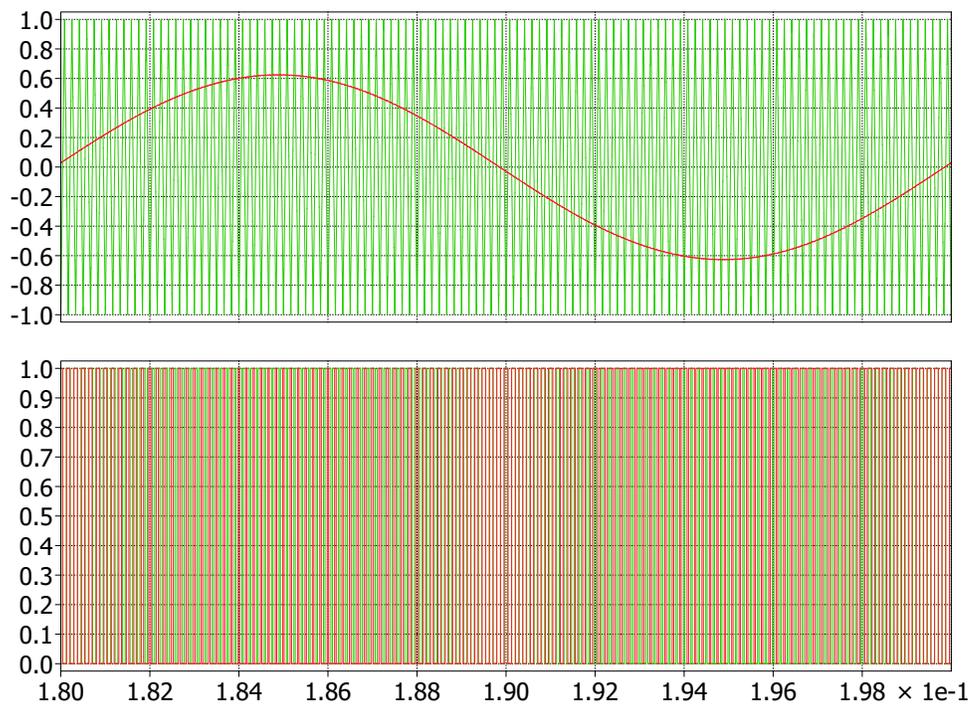


Figura 3.16: Modulación PWM de celda puente H. Arriba: Señal portadora y a modular - Abajo: Señal Modulada

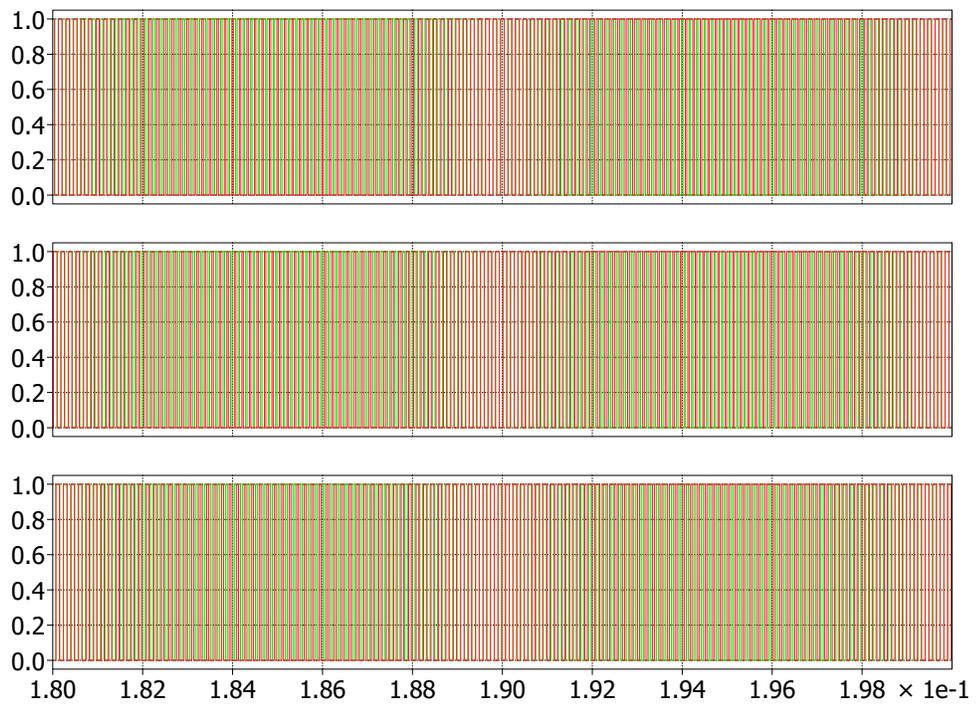


Figura 3.17: Señales de disparo moduladas para las 3 celdas puente H en cascada

ESQUEMA DE CONTROL

En este capítulo se mostrara el control implementado en el sistema, el cual consta de dos etapas marcadas. La primera etapa es donde se realiza el Seguimiento de Máximo Punto de Potencia (*MPPT*), controlando la tensión de entrada de cada convertidor flyback mediante la modulación de su semiconductor de potencia. La segunda etapa se encuentra en el convertidor multinivel DC-AC la cual se encarga de controlar la corriente inyectada a la red de tal manera de tener factor de potencia unitario y balanceando los voltajes de DC-link en cada celda puente H.

4.1. Control de la etapa DC-DC con MPPT

El esquema de control de la etapa DC-DC consiste en la medición de la tensión y corriente del submódulo para aplicar un algoritmo de MPPT, en este caso se utiliza Perturbar y Observar (*P&O*), el cual genera el voltaje de referencia al cual se debe ajustar el submódulo del panel PV. Luego se realiza un lazo anidado de controladores PI donde el lazo externo se utiliza para controlar la tensión del capacitor que se encuentra en la entrada del convertidor flyback, mientras que el lazo interno se encarga de controlar la corriente por el mismo capacitor el cual genera finalmente el ciclo de trabajo d_k al cual debe operar el MOSFET para obtener el voltaje de referencia.

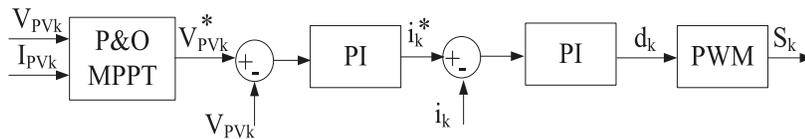


Figura 4.1: Esquema de control para MPPT en un submódulo

El esquema de la figura anterior se debe implementar 3 veces, una por cada submódulo, y por lo tanto se tendrán tres modulaciones PWM independientes para los convertidores flyback. Estas modulaciones a pesar de ser independientes se utilizan en interleave, o intercalado en español, lo cual se logra generando un desfase de 120° entre las portadoras de la modulación.

4.2. Control de la etapa DC-AC

La segunda etapa de control corresponde al control del convertidor puente H en cascada el cual cumple dos funciones importantes en el sistema, la primera y fundamental es que controla la corriente inyectada a la red para obtener factor de potencia unitario, mientras que la segunda función que cumple el lazo de control es la de fijar el valor de tensión de los capacitores que se encuentran entre los convertidores flyback y las celdas puente H. Dada la doble funcionalidad que cumple esta etapa de control es que se analizaran por separado.

4.2.1. Control de corriente de fase

El esquema utilizado para el control de corriente se puede apreciar en la figura ?? en donde podemos notar que se utiliza un sistema con control en cascada donde el lazo externo corresponde a un control sobre el error total del DC-link por lo que se miden las 3 tensiones de entrada a las celdas puente H, estas son pasadas por un filtro de segundo orden para mitigar errores de medición y luego son elevadas al cuadrado, cada una de ellas es comparada con el cuadrado de la referencia deseada (la misma para cada uno de los 3 capacitores). El error obtenido desde el DC-link se procesa con un controlador de tipo PI, mientras que por otra parte se utiliza un sistema PLL (*Phase-Locked Loop*) para poder enfasar la referencia de corriente con la red de tal manera de proporcionar factor de potencia unitario. La señal obtenida desde la PLL se normaliza dividiendo esta por el valor peak de la tensión de red obteniendo de esta manera una señal sinusoidal con amplitud y con frecuencia y fase idénticas a las de la red a conectarnos. Para obtener la referencia de corriente se multiplica la señal obtenida desde el PI de error de DC-link y la señal sinusoidal unitaria de la PLL. Esta referencia de corriente se resta con la medición de corriente inyectada a la red obteniendo el error de corriente, el cual se pasa por un controlador resonante (PR) ya que esta señal al ser sinusoidal no es optima para ser procesada con un controlador de tipo PI [?].

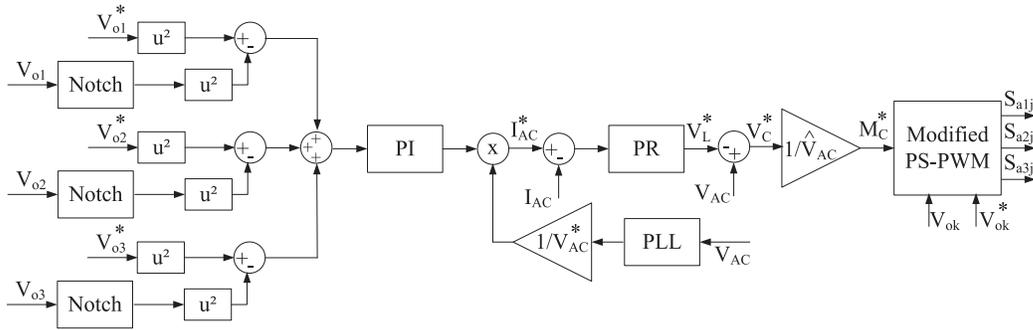


Figura 4.2: Esquema de control para la corriente inyectada a la red

Ya en la salida del controlador PR se tiene el voltaje de referencia en la impedancia de línea V_L^* al cual se le suma la tensión de la red para obtener la tensión de referencia del convertidor. La explicación para esto se aprecia gráficamente en la figura ?? donde se puede ver que por LVK, la suma de las tensiones en la red y la línea corresponden al voltaje del convertidor. Finalmente esta tensión de referencia se normaliza con respecto a la amplitud de la tensión en la red y es modulada con un sistema modificado de Phase Shifted PWM (PS-PWM).

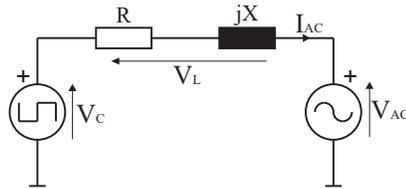


Figura 4.3: Modelo de la malla de conexión a red

La estructura del controlador PR tiene la forma

$$PR = K \frac{s^2 + as + b}{s^2 + \omega_s^2} \quad (4.2.1)$$

donde se considera $\omega_s = 2\pi 50 [\text{rad/s}]$ ya que de esta manera se logra error estacionario a la frecuencia deseada, tal como ocurre con las variables continuas en los controladores de tipo PI. Para sintonizar el resto de las constantes del controlador PR se debe conocer la planta a controlar la cual corresponde a la dinámica de la inductancia en la línea, específicamente en la relación entre la corriente y la tensión en la línea a la cual se conecta el convertidor tal como

se aprecia en el LVK que se puede realizar en la figura ???. Considerando lo anterior, se tiene que la planta a controlar en el dominio de Laplace es

$$\frac{I_L(s)}{V_L(s)} = \frac{1}{sL + R} \quad (4.2.2)$$

Por su parte, para sintonizar el controlador PI se utiliza la dinámica de los capacitores de entrada en las celdas puente H, por lo tanto se relaciona la tensión en el capacitor en función de la corriente del mismo, la cual cuando la celda se encuentra entregando potencia se puede considerar igual a la corriente de salida del convertidor, por lo tanto se tiene que la planta a considerar para el diseño del controlador es

$$\frac{V_c(s)}{I_o(s)} = \frac{1}{3sC} \quad (4.2.3)$$

considerando V_c como la tensión del condensador, I_o la corriente inyectada a la red y C la capacitancia del condensador, asumiendo que todos los condensadores tienen el mismo valor de capacitancia.

4.2.2. Control de tensión de DC-link

Para el control de la tensión independiente en cada capacitor es que se implementa la llamada *Modified Phase-Shifted PWM*, la cual se puede apreciar en la figura ???, que consiste en la medición de la tensión de DC-link en cada celda puente H para compararla con la tensión de referencia deseada mediante la división de la medición con respecto a la referencia, luego esta señal se procesa mediante un controlador de tipo PI el cual tiene saturación en la salida de 0 y 1, ya que la finalidad de este controlador es generar un índice de modulación tal que escala la modulación de referencia M_C^* obtenida en el paso anterior, finalmente esta referencia escalada es modulada mediante una PS-PWM con desfase de 60° entre las portadoras.

El controlador PI implementado en esta etapa de control, tal como se menciona en [?] se sintoniza ajustando su velocidad con la parte proporcional P y teniendo error estacionario igual a cero gracias a su componente integral I. El modelo para ser sintonizado, tal como se aprecia en [?], considera la dinámica entre la tensión de los capacitores y conmutación de los semiconductores de la celda puente H, teniendo en el dominio de Laplace que se representan como:

$$\frac{V_{ok}(s)}{\widehat{S}_k(s)} = \frac{\widehat{I}(s)}{3sC} \quad (4.2.4)$$

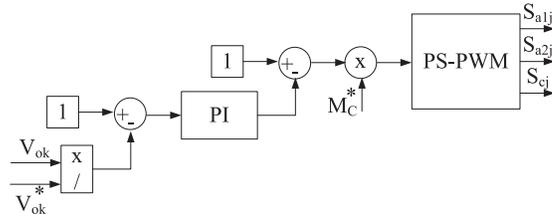


Figura 4.4: Esquema de control para control y balanceo de capacitores celdas puente H

Donde C es la capacitancia del condensador y \hat{I} es la amplitud de la corriente de salida la cual se puede asumir como constante. De esta manera conociendo los valores de operación nominales se puede determinar los parámetros del controlador.

RESULTADOS DE SIMULACIÓN

En este capítulo se mostraran los esquemas utilizados y los resultados obtenidos en la etapa de simulaciones realizadas para un micro-inversor submodular con una etapa de inversión clásica mediante un puente H monofásico y para el micro-inversor submodular con etapa de inversión propuesto, cuyos esquemas se pueden apreciar en las figuras ?? y ?? respectivamente, para luego comparar los resultados de ambas arquitecturas considerando los objetivos propuestos. Para la etapa de simulaciones se ha utilizado el software PLECS 3.7.5.

Se debe considerar que para poder comparar los resultados se ha utilizado la misma configuración de generación en el panel, donde los datos correspondientes a cada submódulo se entregan en la tabla ??, así mismo la red a la cual se conectan debe ser la misma para poder comparar el desempeño y la calidad de la energía entregada por lo que los parámetros de la red se entregan en la tabla ??

En ambas simulaciones el algoritmo de MPPT utilizado es el de P&O con un escalón de tensión de 1,33[V] que se ejecuta cada 50[ms].

Tabla 5.1: Parámetros del panel PV simulado

Parámetro	Símbolo	Valor
Voltaje Nominal panel PV	VP_{oc}	28.7 [V]
Corriente Nominal panel PV	IP_{sc}	7.5 [A]
Potencia Nominal panel PV	P_{nom}	215 [W]
Voltaje Nominal submódulo PV	VSM_{oc}	9.55 [V]
Potencia Nominal submódulo PV	P_{nom}	71.7 [W]

Tabla 5.2: Parámetros del red simulada

Parámetro	Símbolo	Valor
Inductancia de Línea	L_1, L_3	25 [mH]
Resistencia de Línea	R_1	0.1 [Ω]
Voltaje RMS de red	V_{red}	220 [V]
Frecuencia de red	f_{red}	50 [Hz]

5.1. Resultados del micro-inversor submodular con único Puen- te H (FHB)

Para esta etapa de simulación se utilizan los parámetros señalados en la tabla ??, mientras que los controladores PI y PR se detallan a continuación:

$$\text{Controlador } V_{mpp} = \frac{-(0,05s + 10)}{s}$$

$$\text{Controlador error } DC_{link} = \frac{0,346905s + 15,57}{s}$$

$$\text{Controlador resonante de corriente} = 35 \frac{s^2 + 80,45s + 314^2}{s^2 + 314^2}$$

Tabla 5.3: Parámetros de simulación FHB

Parámetro	Símbolo	Valor
Condensador PV	C_2, C_4, C_5	300 [μF]
Condensador Salida Flyback	C_6, C_7, C_8	820 [μF]
Condensador Puente H	C_3	820 [μF]
Relación de vueltas transformador	$n1 : n2$	13
Frecuencia de conmutación DC-DC	Fdc	20 [kHz]
Frecuencia de conmutación DC-AC	Fac	6 [kHz]

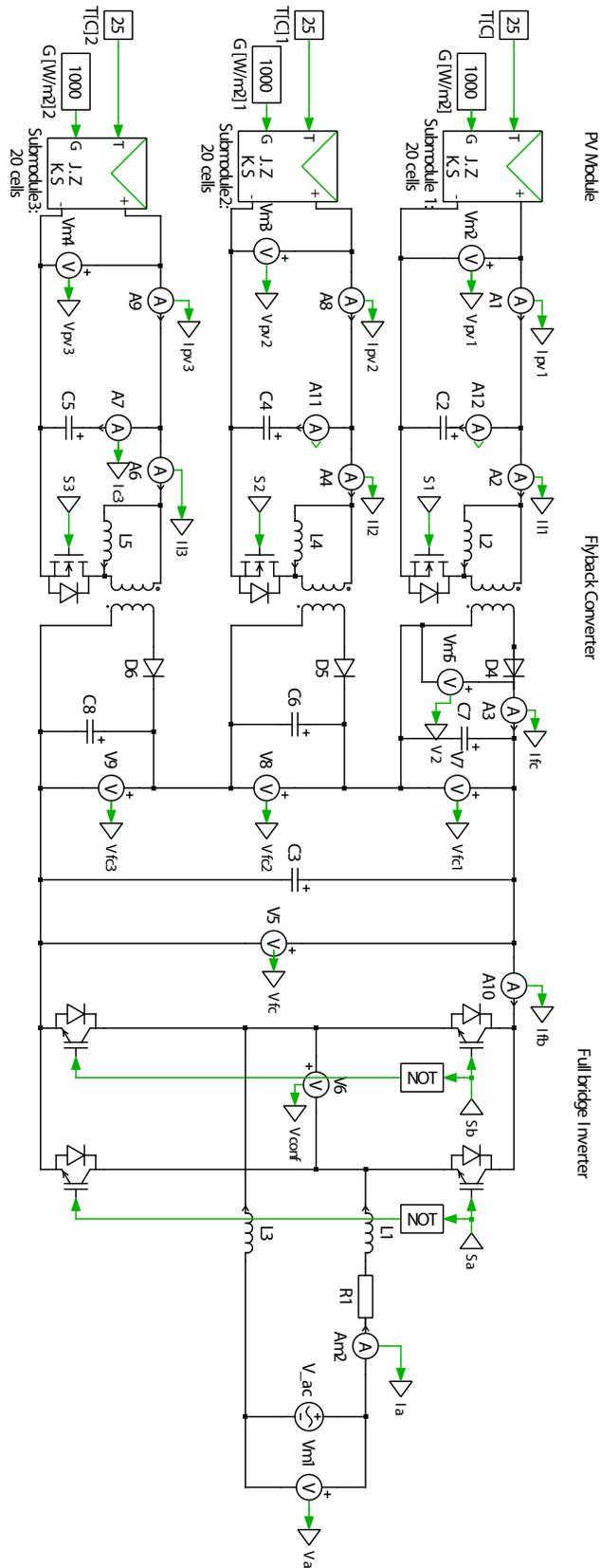


Figura 5.1: Esquemático en PLECS para la etapa de potencia del convertidor submodular con FHB

En la figuras ?? y ?? se puede apreciar como existe un perfecto seguimiento del máximo punto de potencia, incluso cuando existen cambios en las condiciones de radiación, tal como en el tiempo 1 segundo de la simulación. Por su parte al visualizar la tensión de salida de los convertidores flyback que elevan la tensión de cada submódulo se puede apreciar que antes del cambio de radiación las tensiones son las mismas en cada salida de convertidor flyback, sin embargo al cambiar la radiación estas tensiones se desbalancean creciendo una hasta los 190 [V] aproximadamente, ya que el submódulo que recibe menor radiación baja su tensión hasta los 110 [V] y de esta manera la tensión total del DC-link se mantiene demostrando que el control actúa correctamente. Finalmente se puede apreciar como la corriente y tensión de red se encuentran correctamente enfasados para tener factor de potencia unitario tal como se busca con el controlador resonante en lazo de control, mientras que en el ultimo recuadro se muestra la tensión de salida del convertidor.

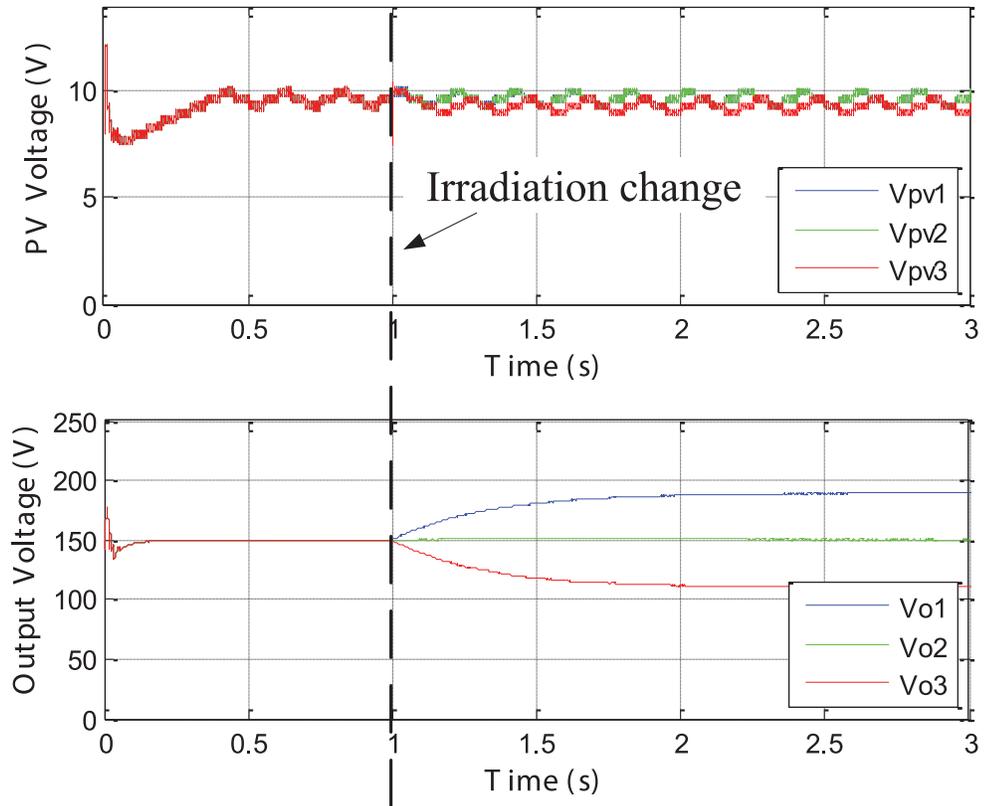


Figura 5.2: Formas de onda simuladas con arquitectura micro-inversor FHB. De arriba a abajo: Voltajes de submódulos PV - Voltajes de salida Convertidor Flyback

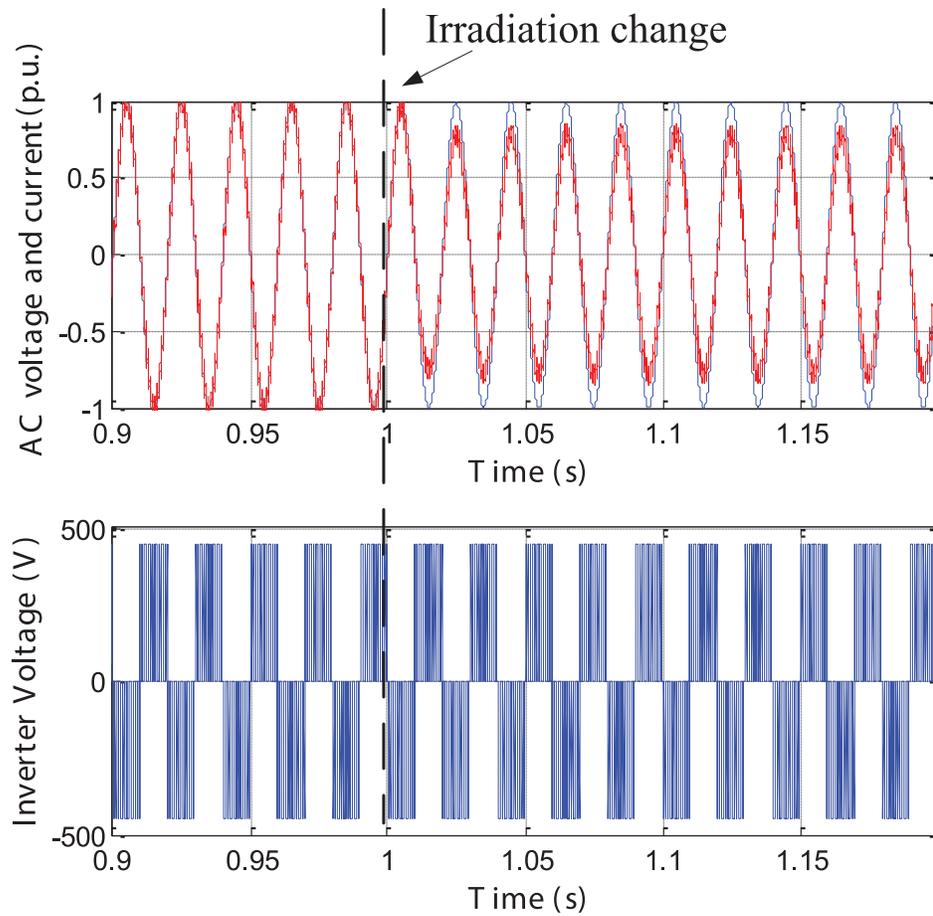


Figura 5.3: Formas de onda simuladas con arquitectura micro-inversor FHB. De arriba a abajo: Voltaje y corriente de red en P.U. - Voltaje de salida del convertidor DC-AC

5.2. Resultados del micro-inversor submodular con Puente H en cascada (CHB)

El esquemático para el circuito de potencia utilizado en el modelo propuesto se presenta en la figura ?? y en este se pueden apreciar las etapas de conversión DC-DC y DC-AC mencionadas en los capítulos anteriores. Los valores de simulación utilizados se presentan en la tabla ?? mientras que los controladores utilizados se presentan a continuación:

$$\text{Controlador } V_{mpp} = \frac{-(0,05s + 10)}{s}$$

$$\text{Controlador error total } DC_{link} = \frac{0,23127s + 11,88}{s}$$

$$\text{Controlador de balance } DC_{link} = \frac{0,23127s + 11,88}{s}$$

$$\text{Controlador resonante de corriente} = 35 \frac{s^2 + 80,45s + 314^2}{s^2 + 314^2}$$

Tabla 5.4: Parámetros de simulación CHB

Parámetro	Símbolo	Valor
Condensador PV	C_2, C_4, C_5	300 [μF]
Condensador Puente H	C_3, C_6, C_7	820 [μF]
Relación de vueltas transformador	$n1 : n2$	13
Frecuencia de conmutación DC-DC	Fdc	20 [kHz]
Frecuencia de conmutación DC-AC	Fac	6 [kHz]

Las formas de onda de interés en la arquitectura propuesta se muestran en las figuras ?? y ?? donde al igual que en el caso de la arquitectura micro-inversor FHB, en las simulaciones para el caso CHB se ha generado un cambio en las condiciones de radiación en el instante 1 segundo. El seguimiento del máximo punto de potencia es correcto y se puede ver que en el seguimiento de la tensión de cada submódulo varía entre los 3 niveles oscilantes del MPP y al momento del cambio de radiación la tensión del submódulo con menor radiación también disminuye. En el segundo recuadro podemos apreciar como la tensión de salida de los convertidores flyback es constante en el valor que se desea controlar; cuando ocurre el cambio de radiación en el sistema las tensiones

tienden a desbalancearse tal como ocurre con el caso anterior, sin embargo gracias al control de balanceo implementado en la PS-PWM estas tensiones luego de la perturbación vuelven a su valor de referencia y manteniendo estas tensiones constantes al cabo de un segundo aproximadamente, este resultado es muy importante ya que de esta manera los niveles de salida en el inversor multinivel serán simétricos teniendo así una mejor senoide y por tanto un menor contenido armónico.

Finalmente, al igual que con la arquitectura anterior, se pueden apreciar en los últimos dos recuadros la tensión y corrientes en P.U. y la tensión de salida del convertidor. Al observar la tensión y corriente de red podemos observar que existe factor de potencia unitario, mientras que al observar la tensión del convertidor podemos observar los 7 niveles de salida tal como se esperaba.

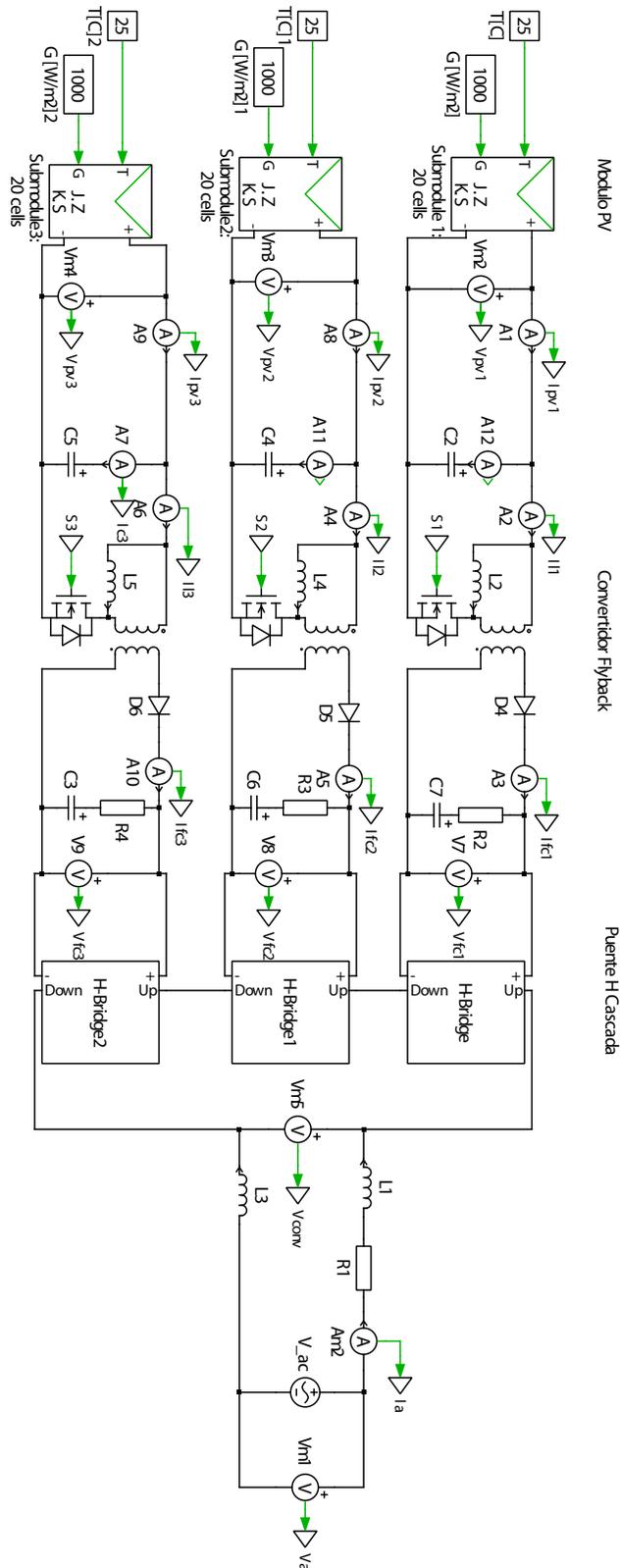


Figura 5.4: Esquemático en PLECS para la etapa de potencia del convertidor propuesto

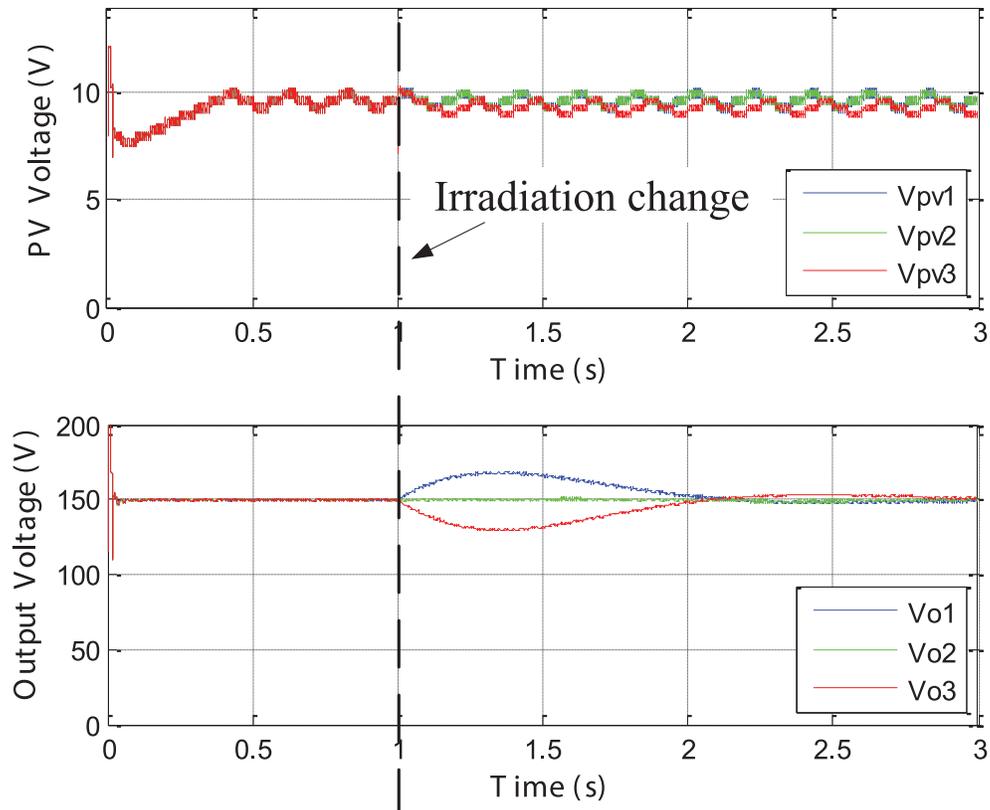


Figura 5.5: Formas de onda simuladas con arquitectura micro-inversor FHB. De arriba a abajo: Voltajes de submódulos PV - Voltajes de salida Convertidor Flybake

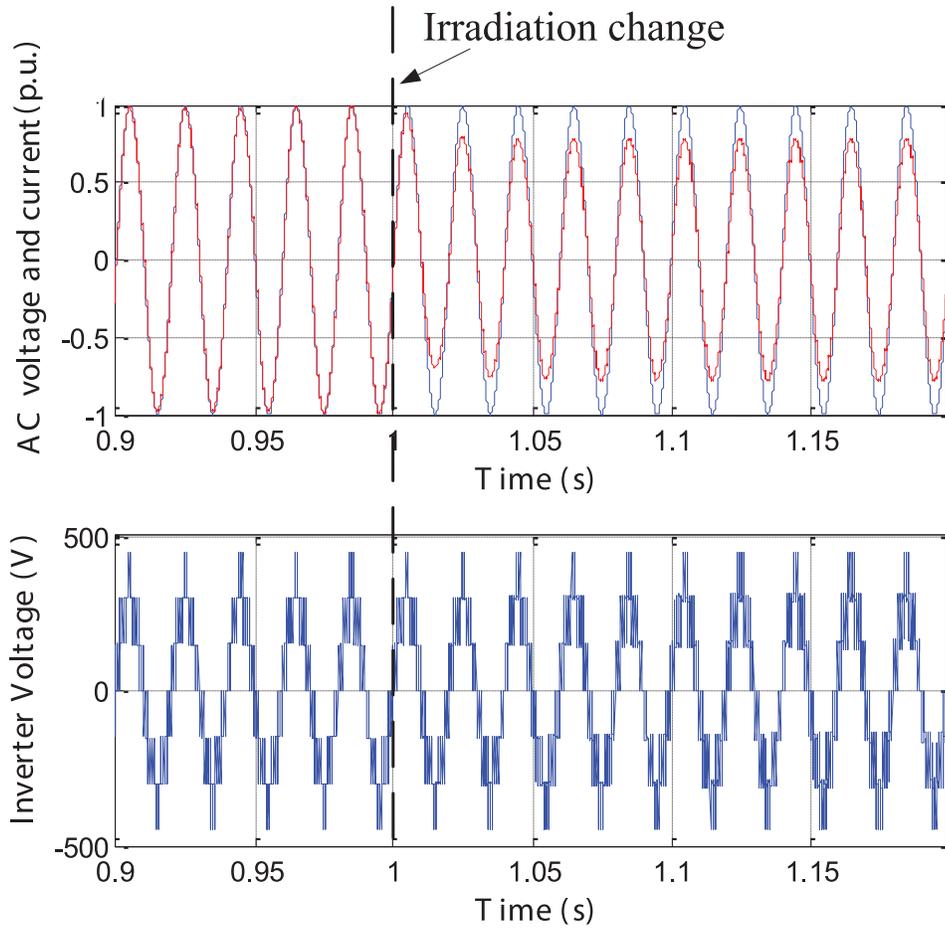


Figura 5.6: Formas de onda simuladas con arquitectura micro-inversor FHB. De arriba a abajo: Voltaje y corriente de red en P.U. - Voltaje de salida del convertidor DC-DC

5.3. Comparación de resultados

Con los resultados expuestos en las figuras ??,??, ?? y ?? podemos apreciar de manera gráfica algunas diferencias que saltan a la vista, la primera de ellas es el hecho de que ante una condición de radiación no uniforme la tensión de salida de los convertidores flyback es distinta para el caso del micro-inversor FHB (desbalanceadas) mientras que en el micro-inversor CHB luego de un pequeño transiente estos valores vuelven a su valor de referencia balanceando estas tensiones de tal manera que siempre sean iguales. Otra cosa que se puede apreciar de manera gráfica es que la corriente inyectada a la red es menos ruidosa en el caso del micro-inversor CHB y lo cual es validado con los datos de la tabla ??.

Para efectos de comparación se han planteado 3 escenarios distintos a evaluar: el primero (*Caso A*) corresponde a una radiación uniforme de $1000[W/m^2]$, el segundo escenario (*Caso B*) corresponde a una acumulación de polvo de mediano plazo la cual puede ser representada como una radiación incidente de $1000[W/m^2]$, $900[W/m^2]$ y $800[W/m^2]$ desde el submódulo superior al inferior respectivamente; y el tercer escenario (*Caso C*) esta representado por la acumulación de nieve en el panel PV modelada como una captación de $1000[W/m^2]$ de radiación en los dos submódulos superiores y solo $200[W/m^2]$ en el submódulo inferior.

Teniendo en consideración los escenarios anteriormente planteados se han simulado ambos sistemas obteniendo los datos de potencia máxima extraída desde el sistema PV y la calidad de la energía inyectada a la red basado en el THD de la misma. Ambas tablas muestran que la solución propuesta, micro-inversor CHB, presenta mejores resultados ya que es capaz de captar hasta un 12,6 % mas de potencia y con un THD siempre mejor, llegando a mejorar este parámetro hasta en un 21,9 % encontrándose todos por debajo del 5 % máximo permitido por el estándar IEEE 1547.

Tabla 5.5: Potencia máxima obtenida según condiciones de operación

Caso	micro-inversor FHB	micro-inversor CHB	Diferencia
A	194,1[W]	196,2[W]	1,1 %
B	176,2[W]	185,5[W]	5,3 %
C	133[W]	149,8[W]	12,6 %

Otra manera de medir la calidad de la energía es basándose en el estándar IEEE 519 que hace referencia al valor máximo que puede tener el contenido armónico con respecto a la fundamental para las primeras 50 armónicas. Para ello se ha confeccionado un gráfico de barras que permite apreciar si alguna

Tabla 5.6: THD de corriente inyectada a la red según condiciones de operación

Caso	micro-inversor FHB	micro-inversor CHB	Diferencia
A	3,11 %	2,43 %	-21,9 %
B	3,07 %	2,44 %	-20,8 %
C	3,08 %	2,80 %	-9,1 %

componente del contenido armónico se escapa del máximo estipulado por el estándar. Los resultados obtenidos se encuentran en la figura ??

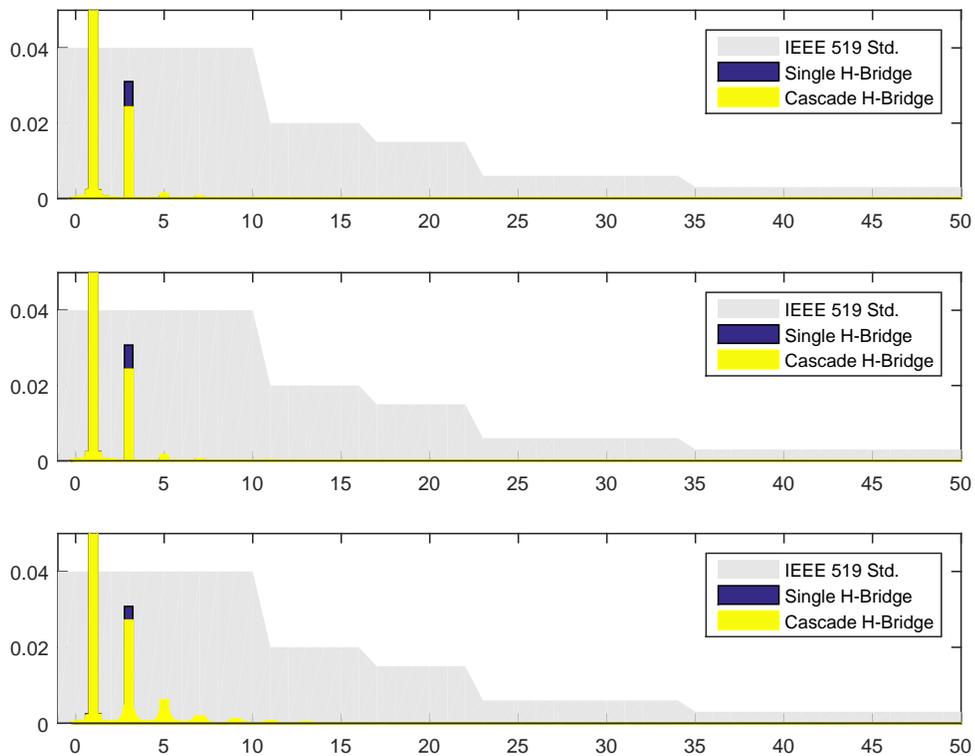


Figura 5.7: Comparación del contenido armónico con respecto al estándar IEEE 1547. Arriba: Radiación Uniforme - Centro: Acumulación de Polvo - Abajo: Acumulación de Nieve

Finalmente se ha analizado la eficiencia de los sistemas, para ello se han modelado las pérdidas de los distintos componentes basado en [?] y [?], e implementado gracias a los modelos de circuitos térmicos del software PLECS. Los resultados muestran que el sistema propuesto es más eficiente en todo momento

independiente de la potencia generada, pero sobre todo es mas notoria la ventaja de eficiencia en bajas producciones de potencia tal como se puede apreciar en la figura ??

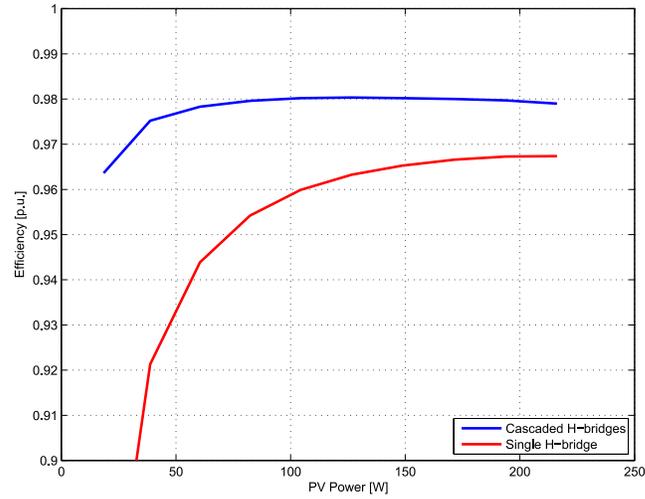


Figura 5.8: Comparación de eficiencia entre los dos sistemas simulados

RESULTADOS EXPERIMENTALES

En este capítulo se muestran los resultados de la etapa experimental, luego de corroborar en base a las simulaciones del capítulo anterior que la arquitectura propuesta presenta mejoras interesantes. Para la implementación se ha diseñado un convertidor flyback que cumpla con las especificaciones de elevación de tensión y potencia necesarias para la aplicación, esto quiere decir que sea capaz de elevar desde $12[V]$ hasta aproximadamente $150[V]$ y con una potencia máxima de $130[W]$. Para ello se han considerado tres puntos de operación con distintas radiaciones tratando de emular las condiciones uniformes, de polvo y nieve anteriormente vistas en los cuales se entregan resultados temporales de las variables de interés, así como análisis espectrales de las mismas.

6.1. Setup experimental

Para poder desarrollar la experimentación se ha diseñado un banco de prueba que consta de 4 etapas principales, la primera corresponde a la generación DC de los paneles fotovoltaicos, la segunda es la etapa de elevación con aislación a nivel submodular mediante los convertidores flyback diseñados, una tercera etapa en donde se realiza la inversión DC-AC mediante el inversor multinivel puente H en cascada y una cuarta etapa correspondiente a la red a la cual se conectara el sistema con su respectivo filtro de tipo inductivo. En la figura ?? se pueden apreciar estas 4 etapas con una imagen conceptual y una imagen real explicativa de cada etapa.

Para la emulación de los paneles solares se han utilizado 2 emuladores del tipo Agilent Technologies modelo E4360A los cuales son capaces de proveer dos curvas PV independientes cada uno, teniendo a disponibilidad un total de 4 posibles y utilizando solo 3 de estas. Estos emuladores son configurables de tal

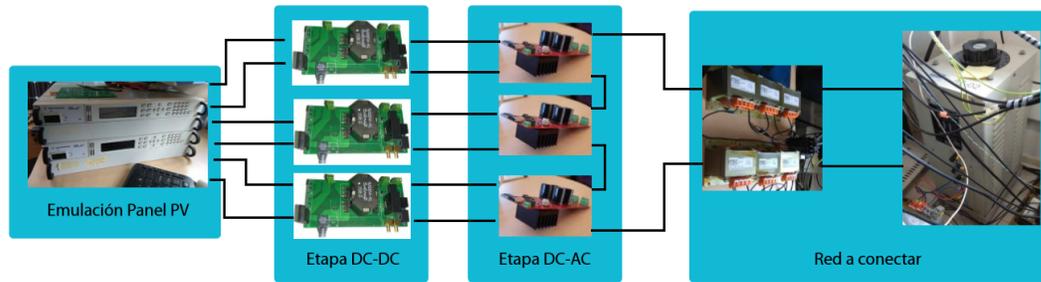


Figura 6.1: Esquema setup experimental, implementos utilizados y distribución

manera que dando parámetros como el voltaje de circuito abierto, corriente de corto circuito, y voltaje de MPP trazan las curvas de corriente y potencia en función de la tensión.

Para la etapa DC-DC submodular tal como se ha mencionado anteriormente, se utilizan los convertidores flyback diseñados, 3 en total, los cuales elevan la tensión del panel desde unos 10[V] en la entrada del convertidor por sobre los 100[V] en la salida. Es en esta etapa en donde se realiza el algoritmo de MPPT para cada submódulo.

En la etapa de conexión a red se utilizan 3 celdas de tipo puente H las cuales son conectadas en configuración cascada, cada una de ellas es alimentada en su entrada por alguna de las salidas de los convertidores flyback de la etapa DC-DC. Tanto para controlar los convertidores flyback, como para las celdas puente H se ha utilizado la tarjeta de desarrollo y adquisición de datos dSPACE1103 (una por cada etapa).

Finalmente para la emulación de la red se ha utilizado un variac trifásico, ajustado a una tensión peak de 110 volts y el cual pasa por un transformador de ganancia unitaria para dar aislamiento al sistema; con esta configuración se determina la red a la cual se conectara el convertidor submodular, mientras que para la etapa de filtraje se ha utilizado una inductancia total de 30[mH] distribuidos de en 15[mH] ubicados en la fase de la red y los otros 15[mH] en el neutro de la misma.

Los datos de los componentes y variables utilizadas se enumeran en la siguiente tabla:

Tabla 6.1: Parámetros del panel PV simulado

Parámetro	Símbolo	Valor
Voltaje Nominal panel PV	VP_{oc}	36 [V]
Corriente Nominal panel PV	IP_{sc}	3 [A]
Potencia Nominal panel PV	$Pnom$	108 [W]
Voltaje Nominal submódulo PV	VSM_{oc}	12 [V]
Potencia Nominal submódulo PV	$Pnom$	36 [W]
Condensador filtro submodulo	C_{dcde}	24 [mF]
Condensador filtro Celda Puente H	C_{dcac}	10 [mF]
Inductancia de Filtro Linea	L_f	30 [mH]
Frecuencia de conmutación DC-DC	Fdc	40 [kHz]
Frecuencia de conmutación DC-AC	Fac	4.17 [kHz]
Voltaje peak de la red	V_{red}	110 [V]
Frecuencia de la red	f_{red}	50 [Hz]

6.2. Seguimiento controladores DC-DC

La primera etapa para corroborar el funcionamiento del sistema se ha centrado en determinar un buen desempeño en la etapa del control DC-DC, para ellos se debe recordar que el esquema de control implementado en cada convertidor flyback se basa en un control en cascada donde el lazo interno controla la corriente y el externo la tensión en el panel. Para lo anterior primero se sintoniza el controlador de corriente y se prueba como reacciona la tensión del panel ante un cambio en la referencia de corriente, el resultado de este experimento se puede apreciar en la figura ?? en donde se observa que la tensión se estabiliza al cabo de aproximadamente 200 milisegundos. Luego que el lazo de control de corriente se encuentra funcionando se procede a sintonizar y probar el lazo externo de voltaje. En la figura ?? se puede apreciar que la tensión ante un cambio de referencia de tensión es 10 veces mas lenta que ante la respuesta en un escalón de corriente, estabilizándose al cabo de aproximadamente 2 segundos.

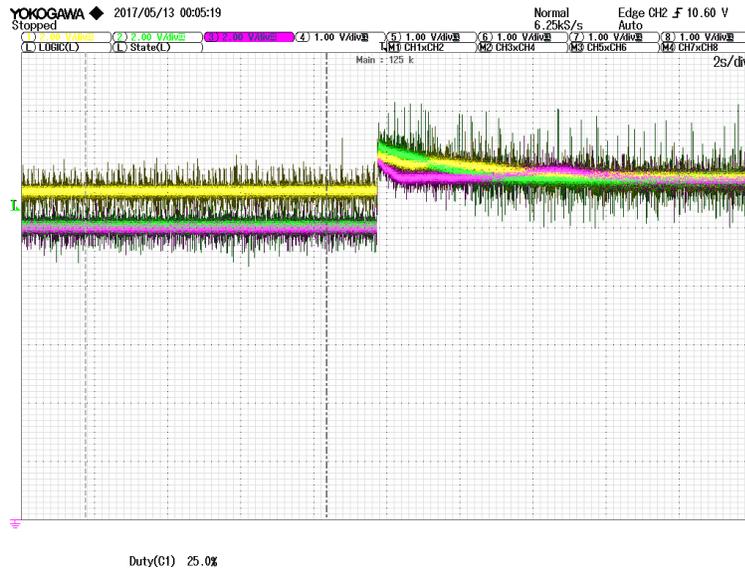


Figura 6.2: Respuesta de la tensión del panel ante cambio en la referencia de corriente del lazo de control

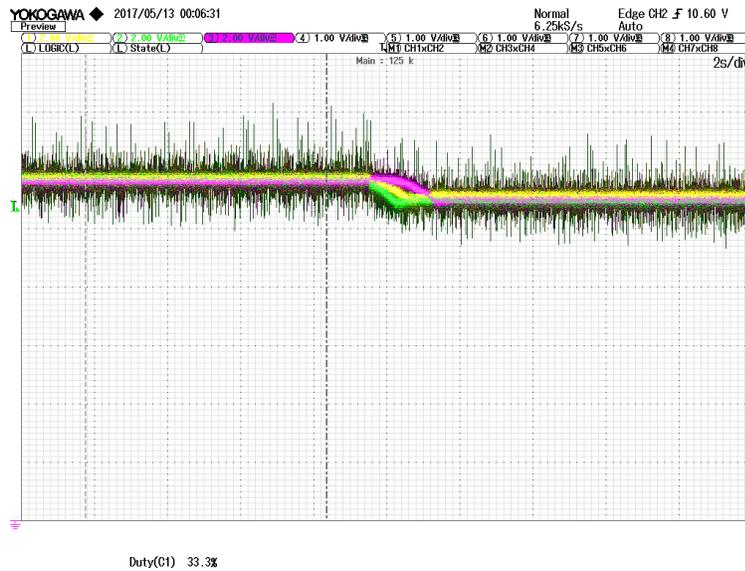


Figura 6.3: Respuesta de la tensión del panel ante cambio en la referencia de voltaje del lazo de control

Finalmente se realiza una prueba del algoritmo de MPPT, en este caso como se ha mencionado en otras ocasiones se trabaja con el algoritmo de perturbar

y observar, los resultados de seguimiento del MPPT se pueden apreciar en la figura ?? en donde se aprecia que el seguimiento parte desde un punto de tensión arbitrario y es capaz de encontrar el punto de máxima potencia y oscilar en torno a éste.

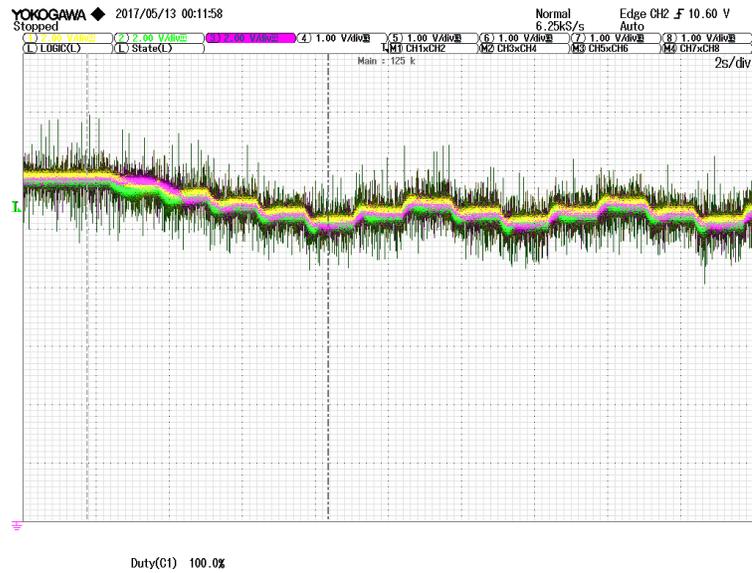


Figura 6.4: Seguimiento del máximo punto de potencia (MPPT) a partir de un punto cualquiera

6.3. Condiciones uniformes

Teniendo asegurado el funcionamiento de la etapa DC-DC , se procede a realizar el conexionado con la etapa inversora, para luego testear el sistema completo con conexión a red en los tres casos de estudio antes mencionados. El primero de éstos corresponde a una característica de radiación uniforme en donde los 3 módulos emuladores se setean con los mismos parámetros obteniendo los resultados que se muestran en las figuras ?? y ??. En particular se puede apreciar en la figura ?? las señales de tensión en cada submódulo donde se destaca el correcto seguimiento del MPP con el algoritmo implementado. Por otro lado en la figura ?? se tienen las formas de onda de la conexión a red, donde podemos apreciar que la corriente inyectada tiene una clara forma sinusoidal y que la tensión de salida del inversor con sus correspondientes 7 niveles.

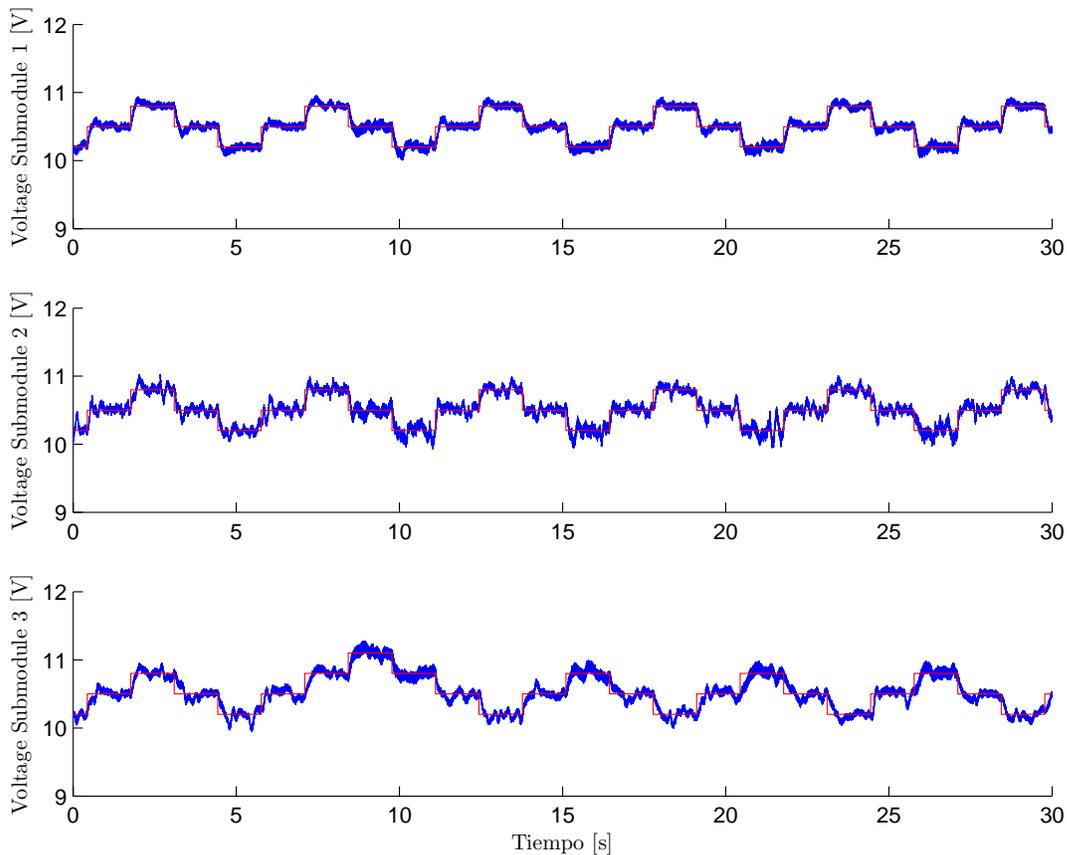


Figura 6.5: Formas de onda de MPPT en el panel bajo condiciones de radiación uniformes. Comparación entre referencia y tensión medida

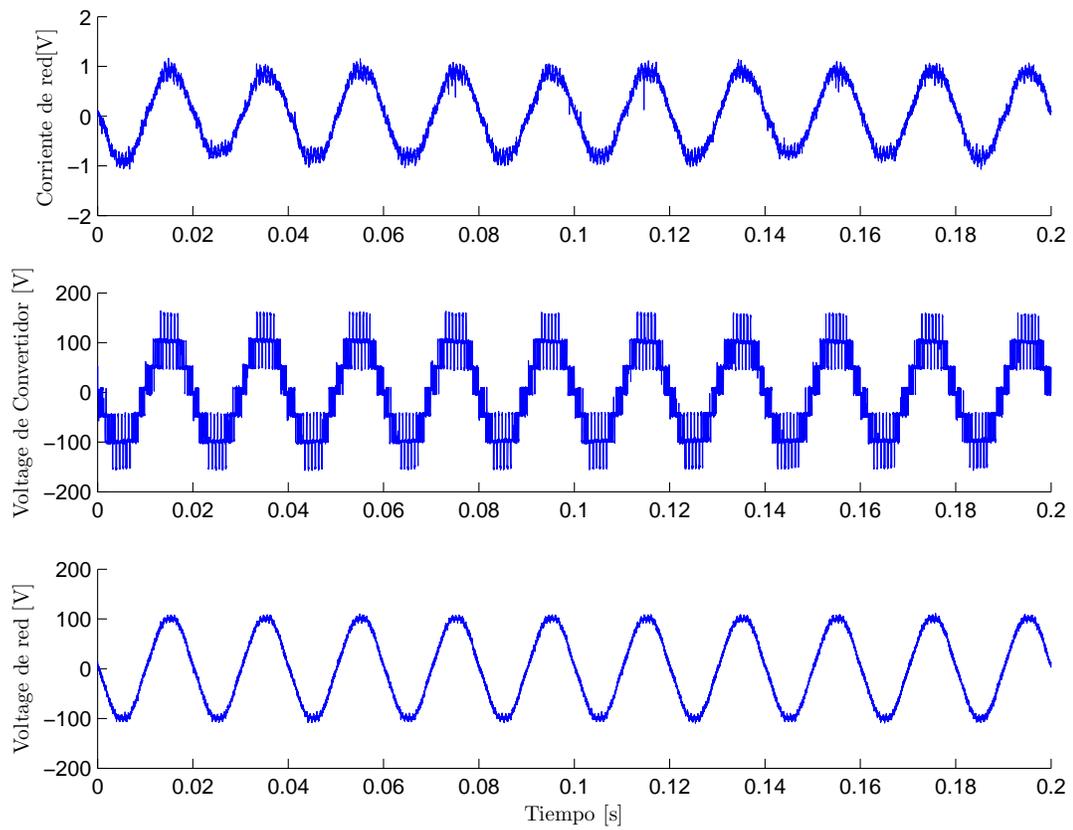


Figura 6.6: Formas de onda del convertidor bajo condiciones de radiación uniformes. Derecha: Voltaje de cada submodulo PV - Izquierda: Voltajes y corriente de la conexión a red

6.4. Condiciones de acumulación de polvo

En este experimento se procede a setear los 3 submódulos con distintas curvas de paneles de tal manera de emular una condición de acumulación de polvo la cual, como fue descrita en el capítulo anterior, tiene radiaciones de $1000[W/m^2]$, $900[W/m^2]$ y $800[W/m^2]$ en cada uno. Al igual que en el experimento anterior, en la figura ?? se aprecia la correcta operación del algoritmo de MPPT, sin embargo se puede apreciar que los valores estacionarios de tensión son distintos en cada submódulo, lo cual corresponde dadas las distintas condiciones de radiación en cada uno. En la figura?? se aprecia como la corriente de red sigue teniendo una clara componente sinusoidal, pero sin embargo ya se aprecia una mayor deformación de la misma, además se puede apreciar que la red a la cual se esta conectando sufre deformaciones.

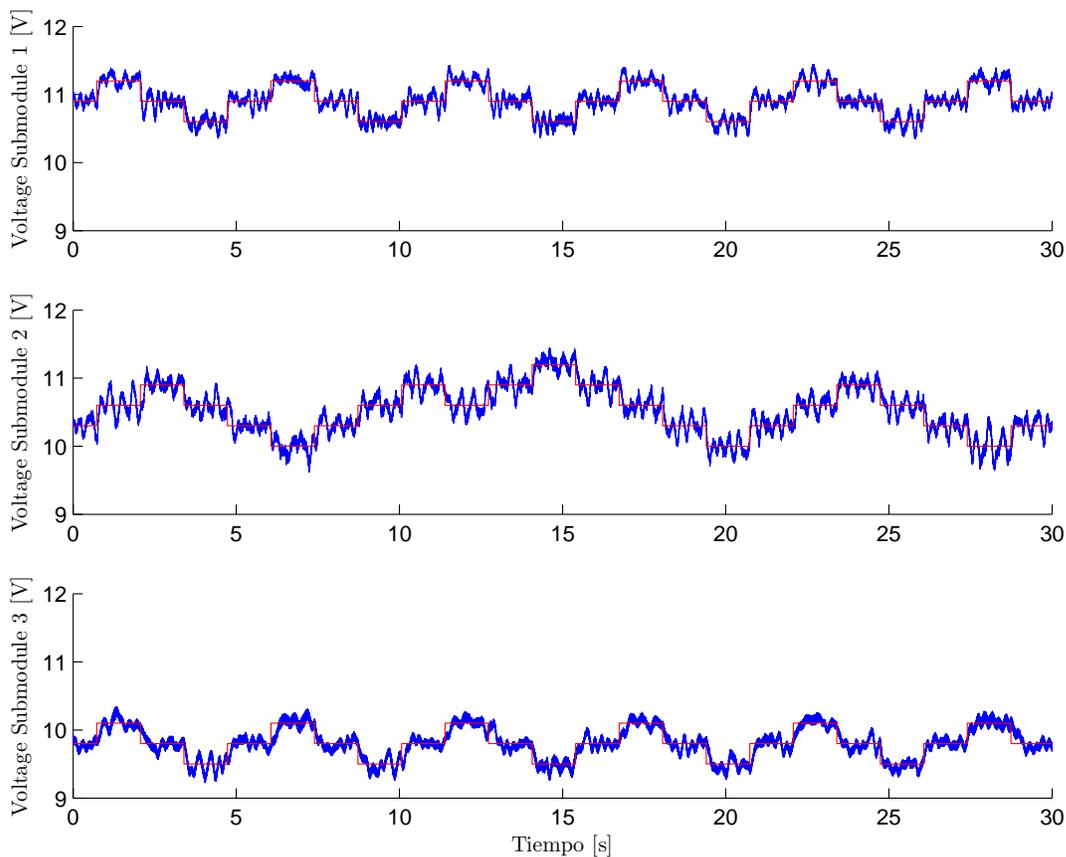


Figura 6.7: Formas de onda de MPPT en el panel bajo condiciones de acumulación de polvo. Comparación entre referencia y tensión medida

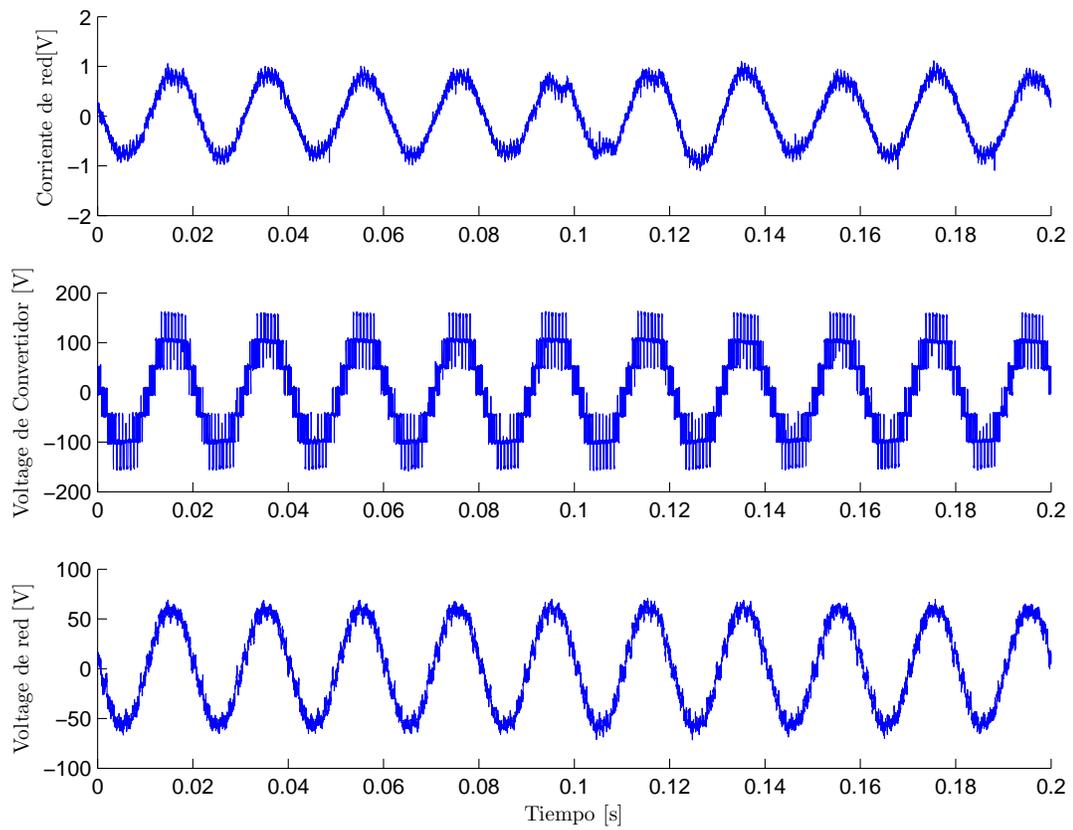


Figura 6.8: Formas de onda del convertidor bajo condiciones de radiación uniformes. Derecha: Voltaje de cada submodulo PV - Izquierda: Voltajes y corriente de la conexión a red

6.5. Condiciones de acumulación de nieve

La última prueba realizada corresponde a una condición de acumulación de nieve, para esto se setean dos de los 3 submódulos en una misma condición con alta radiación, mientras que el tercero se setea con una condición de baja radiación tal como se ha explicado en el capítulo anterior. En la figura ?? se presentan las tensiones de cada submódulo, donde podemos apreciar que los primeros dos oscilan en un mismo punto de operación, mas alto que el punto de operación del tercero lo cual corresponde con las condiciones de radiación antes mencionadas. En la figura ?? podemos notar que ya en este experimento la corriente de red no es tan limpia a lo largo del tiempo, esto se puede deber a la deformidad que se genera también en la red a la cual se esta conectado el convertidor. Sin embargo podemos notar que si se generan los 7 niveles que tiene disponibles el convertidor incluso en los ciclos de peor desempeño de la corriente.

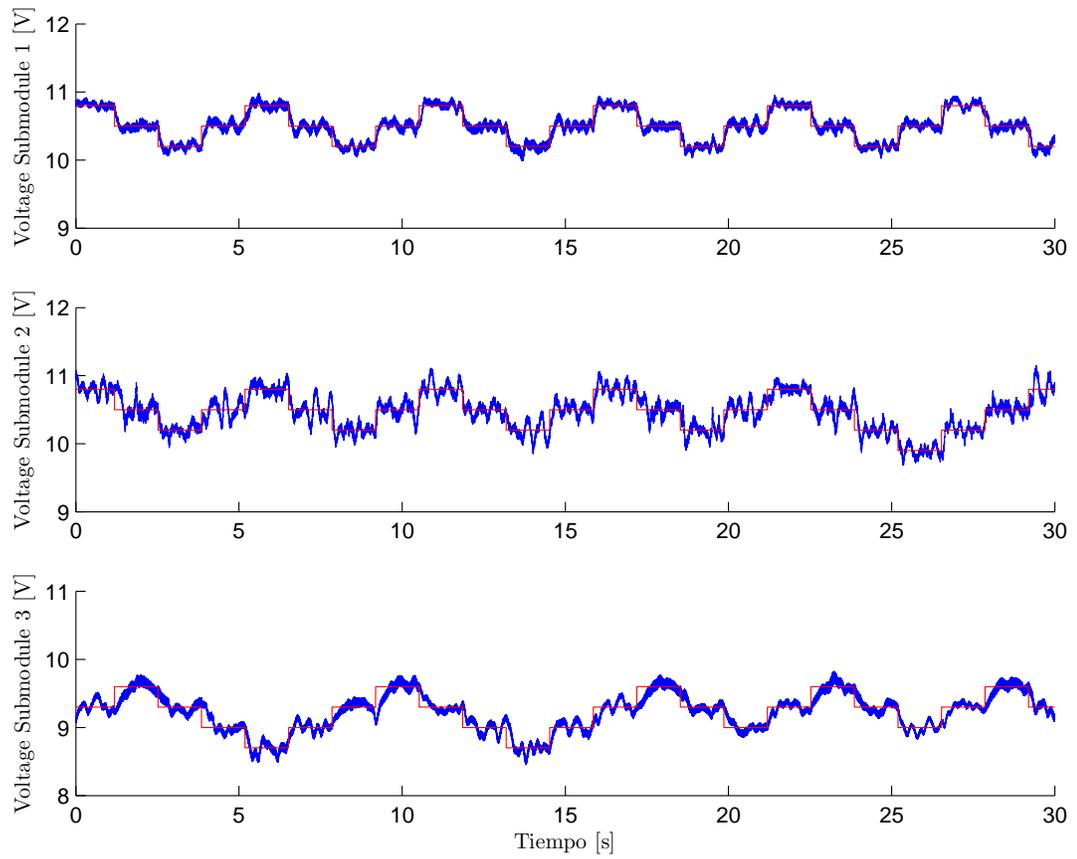


Figura 6.9: Formas de onda de MPPT en el panel bajo condiciones de radiación uniformes. Comparación entre referencia y tensión medida

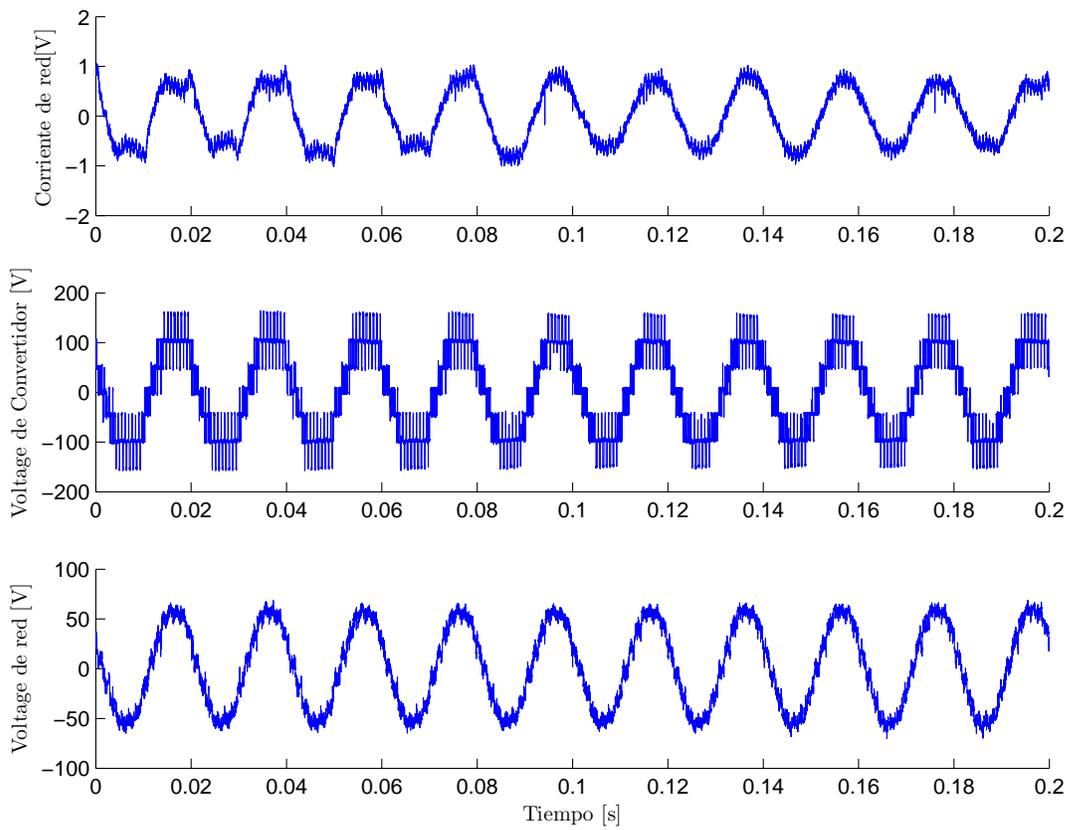


Figura 6.10: Formas de onda del convertidor bajo condiciones de radiación uniformes. Derecha: Voltaje de cada submodulo PV - Izquierda: Voltajes y corriente de la conexión a red

6.6. Análisis de la calidad de la energía

Al igual que se realizara en la etapa de simulación, se han realizado análisis espectrales de las corrientes inyectadas a la red en cada uno de los casos de experimentación. En la figura ?? se presentan los contenidos armónicos de los 3 casos de experimentación en donde se puede apreciar que a medida que existe mayor diferencia en las condiciones de radiación peor es el desempeño, tal como se ha podido apreciar de manera visual en las figuras anteriores. Se debe destacar que al rededor de la armónica numero 27 se aprecian los efectos de las conmutaciones de las celdas puente H, otro factor que afecta a la calidad de la energía en comparación a la etapa de simulaciones ya que experimentalmente se ha trabajado con una frecuencia de conmutación menor. Por ultimo se puede ver que en el caso de la acumulación de nieve se realza el contenido de tercera armónica en comparación al caso uniforme o de acumulación de polvo.

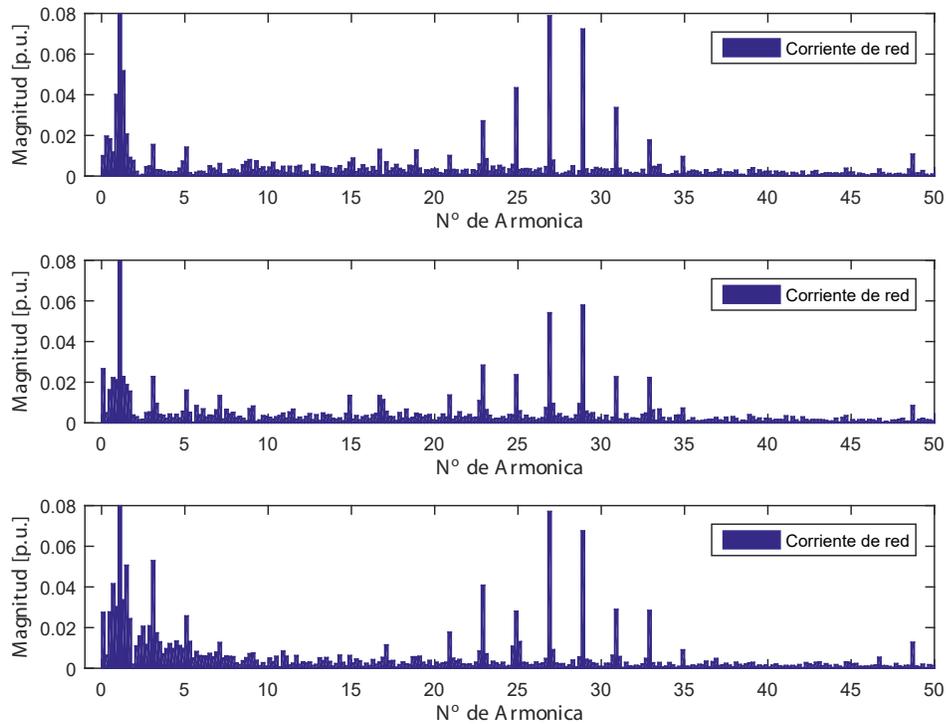


Figura 6.11: Contenido armónico de la corriente de red. Arriba: Radiación Uniforme - Centro: Acumulación de Polvo - Abajo: Acumulación de Nieve

En cuanto al THD de cada caso, estos son presentados en la tabla ?? y

confirman los análisis realizados con anterioridad ya que para el caso de uniformidad en la radiación es cuando se tiene la mejor calidad de la energía, por su parte cuando tenemos acumulación de polvo ésta es un poco peor pero sigue cumpliendo con ser menor al 5 % del estandar IEEE; sin embargo para el caso de la acumulación de nieve ya la calidad de la energía se ve bastante deteriorada teniendo un THD mayor al 7 %.

Tabla 6.2: Resultados de THD

Caso	THD
Uniforme	3.3888 %
Polvo	4.7769 %
Nieve	7.4288 %

CONCLUSIONES

En el presente trabajo se ha propuesto una nueva topología de para un convertidor de energía solar del tipo Micro-inversor submodular, esta topología abarca tanto la etapa de elevación en DC-DC y la inversión para la conexión a red DC-AC . En una primera instancia se ha corroborado el desempeño de la topología propuesta a nivel de simulaciones y se han realizado comparaciones con una topología ya formulada con anterioridad; luego de corroborar que la nueva topología presenta mejoras a nivel de simulación se ha procedido a la implementación del sistema real de tal manera de obtener resultados experimentales que demuestran el funcionamiento del nuevo sistema.

A nivel de simulaciones, con la ayuda del software PLECS, se ha determinado que la calidad de la energía mejora con el sistema propuesto ya que al utilizar la independencia que se genera tanto al eliminar la caja de conexiones de diodos en el panel en conjunto con la aislación otorgada por los convertidores flyback se da pie para implementar sin problemas un sistema puente H en cascada el cual se ha demostrado en la literatura que reduce el THD de corriente. Esta comparación se realiza utilizando el mismo filtro LR en la conexión a la red en ambas configuraciones, la propuesta y la referencial para comparación, por lo que se pueden desprender dos posibles beneficios de esta mejora: el primero es que se reduce el nivel de contaminación de la red sin aumentar el nivel de los filtros cumpliendo con holgura los estándares internacionales, mientras que el segundo es poder disminuir la dimensión de los filtros y aun así estar dentro de los estándares lo que permite reducir el costo y tamaño asociado al filtro. El segundo aspecto comparado en simulaciones es la eficiencia del sistema, para ello se utilizo el modelo térmico disponible en PLECS. Los resultados obtenidos muestran que el sistema propuesto puede ser mas eficiente si se eligen los semiconductores adecuados, esto a pesar de tener una mayor cantidad de componentes totales, pero por sobre todo muestra que es eficiente en un rango mayor de potencia de salida que su par de comparación.

Una vez determinada las mejoras del sistema propuesto mediante simulaciones se ha procedido a la implementación real del mismo, el fuerte de este trabajo fue diseñar y construir el convertidor flyback que cumpliera con los requerimientos de elevación necesarios. En la practica se logro realizar una conexión a una red emulada de 110 volts peak mediante el uso de un regulador de tensión alterna. Al intentar aumentar la tensión de la red se logró apreciar como el desempeño del convertidor se deterioraba entregando una corriente de mala calidad al sistema y dificultando el funcionamiento de los lazos de control.

Producto de lo anterior se plantean los siguientes desafíos a futuro:

- Determinar la eficiencia real del sistema. En la etapa de resultados experimentales el análisis se centro solo en la funcionalidad y la calidad de energía entregada a la red.
- Ya que se ha probado el buen desempeño con la configuración puente H en cascada en la etapa de inversión, se pueden probar nuevas topologías o convertidores en la etapa DC-DC para resultados mas robustos.
- Mejorar el sistema de tal manera de lograr conexión a una red domiciliaria real, es decir, de 220 volts RMS.
- Mejorar el diseño de los lazos de control, de tal manera de tener un sistema mas robusto ante perturbaciones.

PUBLICACIONES

Producto del trabajo desarrollado durante la tesis se publican dos Papers a conferencia. El primero corresponde al paper “Cascaded H-Bridges for Sub-Module PV Microinverter” publicado por los autores Williams Flores-Guerrero, Hugues Renaudineau y Samir Kouro en la conferencia IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Santa Clara, California - USA, 2016. El segundo paper corresponde a “Microinverter based on series connected sub-modular photovoltaic power cells” publicado por los autores Williams Flores-Guerrero, Hugues Renaudineau y Samir Kouro en la conferencia IEEE Chile-Con, Pucón - Chile, 2017.

A continuación se incluyen ambos papers.

Cascaded H-bridges for Sub-Module PV Microinverter

W. Flores-Guerrero, H. Renaudineau and S. Kouro
Universidad Técnica Federico Santa María
Valparaíso, Chile
Email: hugues.renaudineau@usm.cl

Abstract—In the recent years growing interest has been given to photovoltaic (PV) microinverters. Sub-modular optimization of PV panels where the junction-box of the panel is removed and each sub-modules is connected to an individual DC-DC converter realizing independent MPPT is one promising solution especially for systems subject to partial shading. In this paper, individual flyback DC-DC converters are considered to realize the MPPT as well as the voltage elevation required for grid connection of a microinverter. This paper aims to show the interest of using cascaded H-bridges for realizing the DC-AC conversion, compared with a single H-bridge inverter. Simulation results are provide to show the improvement realized by using cascaded H-bridge inverters in a sub-module microinverter architecture, both in term of efficiency and power quality.

I. INTRODUCTION

Classically, the photovoltaic (PV) systems classified within four groups depending on the systems configuration [1]: the centralized inverters, string and multistring inverters, and the microinverters. In the last years, the interest for the microinverter - consisting of an individual inverter dedicated to a single PV panel - has increased significantly. Compared with other PV configurations, the microinverter is the most distributed solution. It results that it is the strongest configuration against partial shading with the better Maximum Power Point Tracking (MPPT) efficiency [1]. Furthermore, through mass production the microinverter allows lower manufacturing costs [2], and this solution does not require any expensive DC power distribution line [3]. However, this solution presents lower efficiency since it requires a high voltage elevation ratio in order to realize the grid connection.

The most efficient solution under non-uniform conditions is the most distributed MPPT structure, then solutions at a sub-module level have been proposed [4]–[9]. In [7], an active voltage sharing by-pass system is proposed. It is shown that this active system, unlike the classical by-pass diodes, eliminates the multiple peaks condition that occurs in mismatching situations [7]. In [8] the authors propose a sub-module MPPT structure where the converters only process a fraction of the PV power under mismatched conditions. In [9] another sub-module power optimizer is proposed with converters only processing a percentage of the total PV power. However all those sub-module approaches apply for power optimizer and consider an additional circuit for realizing the grid connection.

This paper interests on PV sub-module microinverter structures allowing a MPPT at a sub-module level with output

connection to the grid as represented in Fig. 1 (b) compared with the classical microinverter configuration represented in Fig. 1 (a). The PV panel junction box is removed and the by-pass diodes are replace with individual DC-DC converter performing independent MPPTs. The considered DC-DC converters are flyback, which is a solution largely used in the case of microinverters [2], [3], [10]. For the realization of the DC-AC stage enabling grid connection, two topologies are compared. First a classical H-bridge inverter is considered. The second solution consists in cascaded H-bridge multilevel inverter, which is a configuration already used for PV conversion systems [11].

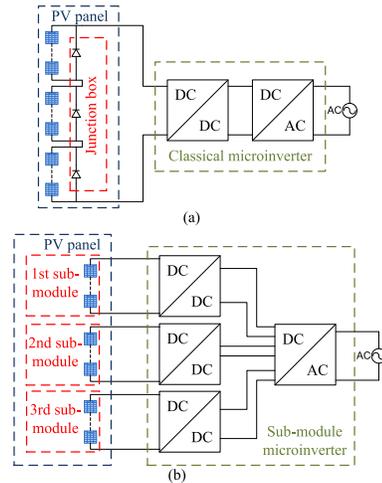


Fig. 1. Microinverter (a) classical two-stage solution - (b) sub-module configuration

This paper is organized as follows. Section II gives an analysis of partial shading conditions to underline the advantage of a sub-module approach. Section III details the sub-module microinverter architectures and their modeling and control. Simulation results are provided in section IV, and finally section V gives some conclusions of this work.

II. INTEREST OF A SUB-MODULE APPROACH

At the scale of a single PV panel, there are many reasons that can lead to mismatching conditions of the cells. Partial shading can occur due to external objects, to unpredictable

phenomena such as bird droppings for example. Also, the aging of the PV module will lead to mismatching as shown in [12]. Here, two types of long term mismatching are considered: the snow and dust accumulation. As shown in Fig. 2, dust and snow do not accumulate uniformly on the panel due to the gravity since the panel is inclined. Depending on the region, the soiling can also be an important factor leading to mismatched conditions. [13] studied the impact of soiling among PV plants in California and concludes that soiling affects the PV power production around 0.051% per day.



Fig. 2. Long term partial-shading examples. (a) snow accumulation - (b) dust accumulation

The effect of the mismatching has been modeled. The non-uniform impact of dust and snow is taken into consideration assuming that the panel consists in three groups of cells receiving different irradiation. Here it is important to notice that all this study is realized considering PV panels installed in a landscape orientation. The impact on the PV characteristic is shown in Fig. 3 (a). Snow has been simulated considering the following irradiances: $1000W/m^2$ for the two upper sub-modules, and $250W/m^2$ for the lowest one, while dust simulation consider $1000W/m^2$, $900W/m^2$ and $800W/m^2$. In Fig. 3 (a), it can be seen multiple local maximum power points under non-uniform conditions, due to the action of the by-pass diodes.

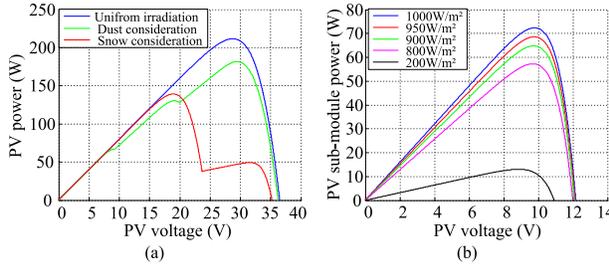


Fig. 3. Simulated PV characteristics. (a) panel with by-pass diodes - (b) sub-module characteristic

In order to see the interest of a sub-module MPPT, the characteristic of individual sub-module are given in Fig. 3 (b). If considering the case of dust accumulation, the global maximum for the whole panel with by-pass diodes is $181.7W$. In comparison, each sub-module has a maximum power of $72.4W$, $64.8W$ and $57.3W$ respectively. In total, if considering individual MPPT for each sub-module, the total power will be $194.5W$, i.e. 7% more than what can be extracted from

the actual panel with by-pass diodes. In the case of snow, the individual sub-modules can produce a total of $157.8W$ which is 13.5% higher than the global maximum power point of the panel with by-pass diodes which is $139W$. In this case, the sub-module approach can be even more important since there are possibilities that a MPPT working on the panel with by-pass diodes goes to the local maximum which is only $49.5W$.

Those mismatching scenarios can affect the PV production over long periods, then maximizing the power at a sub-module appears very attractive.

III. SUB-MODULE MICROINVERTERS

A. Considered architectures

The first considered sub-module microinverter architecture is represented in Fig. 4 (a). It consists in three DC-DC flyback converters connected to independent PV sub-modules at the input, and connected in series at the output to form the DC bus. The second stage of this architecture realizing the DC-AC conversion is a single H-bridge inverter with L filter at the output.

The second considered sub-module microinverter architecture is represented in Fig. 4 (b). As for the previous configuration, each PV sub-module is connected independently to individual DC-DC flyback converters. This time the output of the flyback converters are not linked. Each flyback is connected to a H-bridge inverter. The H-bridge converters are then connected in series at the output to form a multilevel waveform feeding the grid through a L filter.

B. Losses consideration

For the diodes, losses are calculated following Eqs. (1a)-(1d) [14]. It must be noticed that the turn-on switching losses are neglected so that, the energy losses are associated with the reverse recovery parameters.

$$\begin{cases} P_{cond} = V_d \cdot i_f & (1a) \\ P_{sw_{on}} = E_{rr} \cdot f_{sw} & (1b) \\ P_{sw_{off}} = \frac{1}{4} \cdot Q_{rr} \cdot V_r \cdot f_{sw} & (1c) \\ Q_{rr} = \frac{1}{2} t_{rr} \cdot i_{rr} & (1d) \end{cases}$$

where: V_d is the diode voltage drop, i_f the diode forward current, E_{rr} the reverse recovery energy losses, f_{sw} the switching frequency, Q_{rr} the reverse recovery charge, V_r the reverse blocking voltage, t_{rr} the reverse recovery time, and i_{rr} the reverse recovery current.

For the MOSFETs and IGBTs, losses are calculated following Eqs. (2a)-(2e).

$$\begin{cases} P_{cond} = V_{ce,ds} \cdot i_{c,d} & (2a) \\ P_{sw_{on}} = E_{on} \cdot f_{sw} & (2b) \\ P_{sw_{off}} = E_{off} \cdot f_{sw} & (2c) \\ E_{on} = V_{ce,ds} \cdot i_{c,d} \cdot t_{on} & (2d) \\ E_{off} = V_{ce,ds} \cdot i_{c,d} \cdot t_{off} & (2e) \end{cases}$$

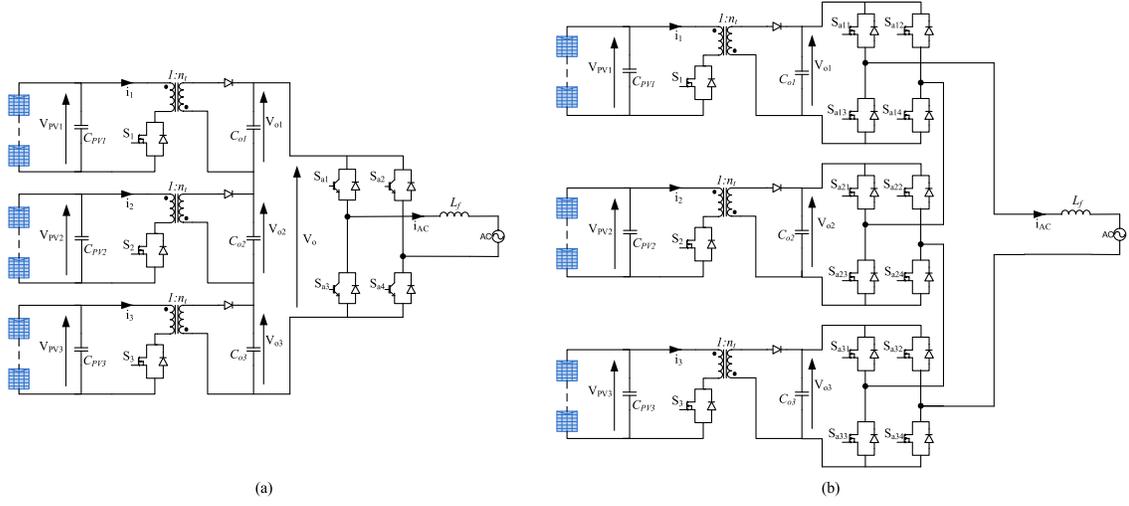


Fig. 4. Sub-module microinverter architectures - (a) with single inverter - (b) with cascaded H-bridges

where: $V_{ce,ds}$ is the collector-emitter/drain-source voltage, $i_{c,d}$ the collector/drain current, E_{on} and E_{off} respectively the turn-on and turn-off energy losses, and t_{on} and t_{off} the turn-on and turn-off times respectively.

For the transformer, conduction and core losses are considered. The core losses are divided into two types: hysteresis and eddy current losses. The conduction losses are calculated following Eq. (3).

$$P_{cond} = r_{prim} i_{prim,rms}^2 + r_{sec} i_{sec,rms}^2 \quad (3)$$

where r_{prim} and r_{sec} are respectively the primary and secondary winding resistances, and $i_{prim,rms}$ and $i_{sec,rms}$ the corresponding winding current rms values.

The hysteresis losses are modeled using Eq. (4) which is an extension of the Steinmetz equation for non-sinusoidal magnetizing currents [15].

$$P_{hyst} = \frac{V_{core}}{T_{sw}} \rho_m K_1 f_{eq}^{K_2-1} \hat{B}^{K_3} (C_{t2} \tau^2 - C_{t1} \tau + C_t) \quad (4)$$

with T_{sw} the switching period, ρ_m the density of the core material and V_{core} its volume, \hat{B} the peak flux density, K_1 , K_2 , K_3 loss coefficients, C_t , C_{t1} , C_{t2} temperature coefficients, τ the temperature, and f_{eq} the equivalent switching frequency defined as Eq. (5) considering B_{max} and B_{min} the maximum and minimum values of the flux.

$$f_{eq} = \frac{2}{\pi^2 (B_{max} - B_{min})^2} \int_0^{T_{sw}} \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt \quad (5)$$

The eddy current losses are calculated following Eq. (6).

$$P_{eddy} = \frac{\pi^2 V_{core}}{6 \rho \rho_m} (f_{sw} \hat{B} \lambda_e)^2 \quad (6)$$

with λ_e the thickness of the ribbon, and ρ the electrical resistivity of the core.

Finally, the losses through the equivalent series resistance r_{esr} of the capacitors are considered following Eq. (7) where $i_{C,rms}$ is the rms value of the current through the capacitor.

$$P_C = r_{esr} i_{C,rms}^2 \quad (7)$$

C. Control schemes

The control of the structure is realized as follows. The DC-DC flyback converters consider a two loops PI control. The outer loop controls the PV voltage, while the inner loop controls the flyback primary current. The control scheme is represented in Fig. 5 (a) and is valid for the two sub-module microinverter architectures. The PV voltage reference V_{PV}^* is obtained through a P&O MPPT algorithm.

For the inversion stage, the control scheme depends on the structure. In the case of a single H-bridge of the structure represented in Fig. 4 (a), a single phase voltage oriented control (VOC) is used to control the dc-link voltage, and provide grid synchronization and power control. The control scheme is represented in Fig. 5 (b). The outer loop of the control is a PI designed to control the DC-bus voltage to its reference V_o^* . The AC current reference I_{AC}^* is deduced from the output of this controller, combined with a PLL which enables to synchronize the signal with the grid. The current is controlled through a proportional resonant (PR) controller which is suitable since the reference as a sinusoidal waveform [16].

In the case of the second sub-module microinverter architecture Fig. 4 (b) with cascaded H-bridges, the control scheme is an application of the control proposed in [17], [18]. The control scheme consists in an PI control outer loop controlling the sum of the output voltages to its reference V_o^* . The AC current reference I_{AC}^* is deduced from the output of this controller, combined with a PLL which enables to synchronize

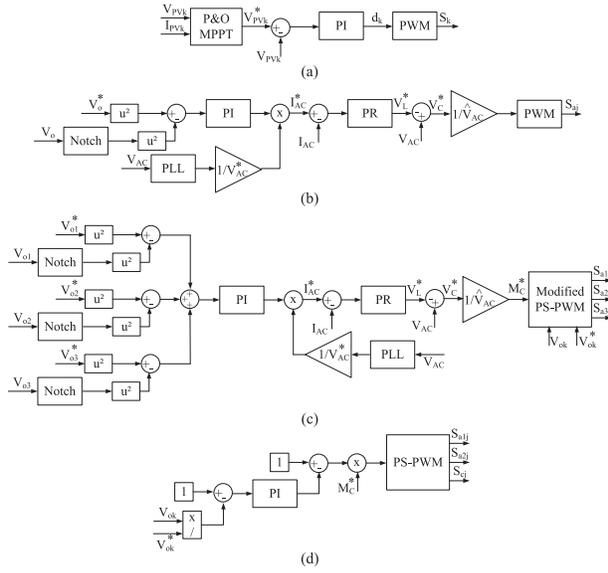


Fig. 5. Control schemes - (a) control DC-DC flyback converters - (b) control single H-bridge inverter - (c) control of the cascaded H-bridge inverters - (d) modified PS-PWM for capacitor voltage balancing

the signal with the grid, and the current is controlled through a PR controller. The modulation index is then used into a modified phase-shift (PS) PWM consisting in a first step used to control the individual V_{ok} followed by a traditional PS-PWM enabling multilevel waveforms. The control of the individual V_{ok} is important. Indeed, if those voltages are unbalanced, it will result in distortions on the ac current at the output of the cascaded H-bridges. Furthermore, by controlling those voltages, it can be ensured that they will stay between limits and then it is possible to decrease the rate of the used components resulting in an improved efficiency as it will be shown in part IV.

IV. SIMULATION RESULTS

The two previously described structures have been simulated in order to compare their behavior. Main simulation parameters are given in Table I.

TABLE I
SIMULATION PARAMETERS

Variable	Parameter	Value
P_{PV}	PV panel power under STC	215 W
V_{mpp}	MPP voltage of the panel under STC	28.7 V
P_{sub}^{PV}	PV power of a sub-module under STC	71.7 W
V_{sub}^{mpp}	MPP voltage of a sub-module under STC	9.6 V
n_t	flyback transformer elevation ratio	13
f_{sw}	flyback converters switching frequency	20 kHz
f_{sw}^{AC}	inverter switching frequency	6 kHz
V_o^*	DC-bus voltage reference	390 V
V_{AC}	grid voltage	220 Vrms
f_{AC}	grid frequency	50 Hz

A. Behavior of the two configuration

First, the behavior of the two sub-module microinverter structures is verified. Fig. 6 gives the waveforms of the converters for the solution with a single H-bridge in Fig. 6 (a), and for the cascaded H-bridge microinverter in Fig. 6 (b). In order to verified the dynamical behavior of the system the simulated scenario consider a step in the irradiation a time $t = 0.85s$ from uniform condition of $1000W/m^2$ to a scenario where the PV sub-module receive respectively $1000W/m^2$, $800W/m^2$ and $600W/m^2$. On this figure, the signal are the PV voltage, the flyback output voltages, the AC-side voltage and current, and the inverter voltage. From Fig. 6, it is verified for both architectures that the MPPT algorithm enable to extract the maximum power as expected. Also for the two configurations, it is verified that on the AC side, the current waveform is sinusoidal with a unity power factor. The inverter output voltage present a multilevel waveform in the case of the cascaded H-bridges as expected Fig. 6 (b), while the single H-bridge only presents three levels Fig. 6 (a). The other major difference that can be seen between the two configuration relates to the flyback converters output voltages. In the case of the architecture with cascaded H-bridges, the voltages V_{ok} converge to equal values in steady state as expected Fig. 6 (b) since they are individually controlled. For the other configuration with a single H-bridge, those voltages are different when the irradiation is not uniform over the sub-modules. This can be explain by the series interconnection of the output of the flyback converters from which a difference in the input power of one converter results in a difference in voltage at the output of the individual converters which can be expressed following Eq. (8).

$$V_{ok} = \frac{P_{PV_k}}{\sum_{j=1}^3 P_{PV_j}} V_o \quad (8)$$

This difference between the structures is an important feature while designing the converters. Indeed, in the case of the architecture with cascaded H-bridges, since the voltages V_{ok} are controlled, it will be possible to use low voltage switches typically mosfets for the individual H-bridges, and the output of the flyback converter will be design considering a limited output voltage. In the other configuration with a single H-bridge inverter, the components of the inverter must bare the 390V required for grid connection and then the use of igbts is mandatory. Similarly, for the flyback converters, they must be design for the worst case consisting two sub-module completely shaded and the third one fully irradiated. In this case, considering Eq. (8), the output voltage of the converter with irradiation will be equal to the total output voltage. Then, unless a specific MPPT with constraints is developed as in [19], the individual flyback must be designed to be able to bare the total V_o voltage at their output.

B. Efficiency comparison

This difference between the two configurations results in differences in efficiency as shown in Fig. 7. In this figure, it is given the efficiencies of the two architectures with respect

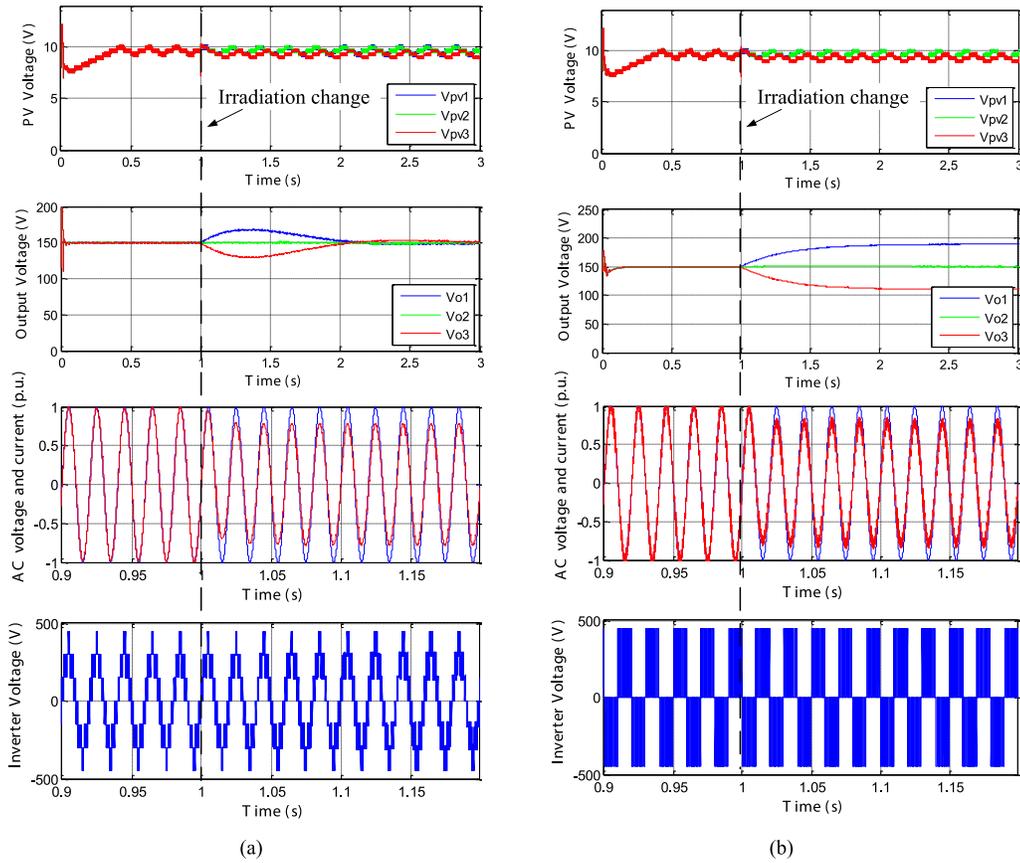


Fig. 6. Waveforms of the sub-module microinverter architectures - (a) with cascaded H-bridge multilevel inverter - (b) with a single H-bridge inverter

to the input power under uniform irradiation among the sub-modules. It can be seen in Fig. 7 that the solution with cascaded H-bridges presents a better efficiency compared with the other configuration with a difference of 0.8% under full power.

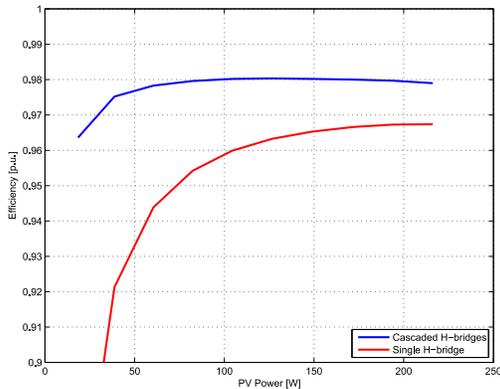


Fig. 7. Efficiencies under uniform conditions

C. AC power quality

The power quality of both configuration is analyzed. For comparison, the two architecture have been simulated considering the same inductive filter for the AC connection $L_f = 25mH$. Fig. 8 gives the harmonics decomposition of the grid current of the two structures compared with the IEEE 519 Std. Three scenarios are considered: uniform condition among the PV panel with $1000W/m^2$ (case A), dust consideration (case B) as described in section II consisting in sub-modules receiving respectively $1000W/m^2$, $900W/m^2$ and $800W/m^2$, and the last case (C) considers snow accumulation in one of the sub-module receiving $250W/m^2$ while the two other sub-modules are fully irradiated with $1000W/m^2$. Table II gives the current THD under those scenarios.

TABLE II
CURRENT THD

Case	THD Single HB	THD Cascaded HB	difference
A	3.11%	2.43%	-21.9%
B	3.07%	2.44%	-20.8%
C	3.08%	2.80%	-9.1%

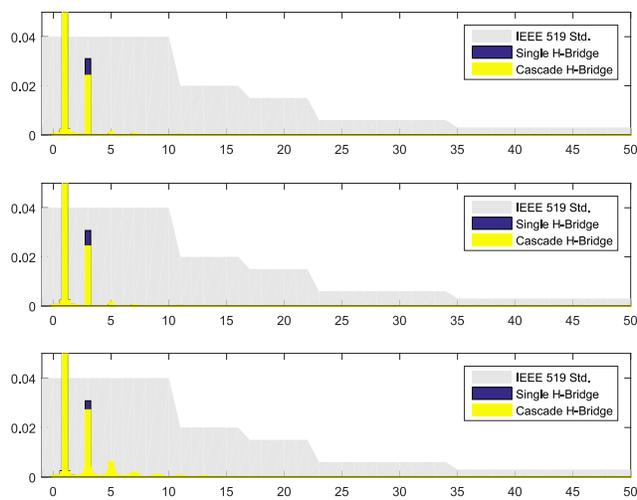


Fig. 8. Harmonics of the AC current injected to the grid (a) uniform irradiation of $1000W/m^2$ - (b) dust consideration - (c) snow consideration

As expected, it can be seen in Fig. 8 and Table II that the cascaded H-bridge configuration allows to obtain better power quality. Indeed, the obtained THD is 9.1% lower than in the case of a single H-bridge in the worst tested case as can be seen in Table II. In any case, it is verified that the THD is never higher than the limit of 5% imposed through the IEEE 1547 standard. Similarly, it can be seen in Fig. 8 that the harmonic content is lower in the case of the cascaded H-bridge structure, but both cases respect the IEEE 519 standard. From those results, it can be deduced that the cascaded H-bridge is more suitable for the considered sub-module microinverter.

V. CONCLUSION

This paper investigated two configuration of sub-module PV microinverters, both realizing the MPPT at a sub-module level through a flyback DC-DC converter. The inversion for grid connection is realized through a single H-bridge inverter for the first considered architecture and compared with cascaded H-bridges solution. Simulation results shown that the cascaded H-bridges architecture enable to obtain better results both in term of efficiency of the structure and in term of quality of the injected current to the grid. Results are provided both under uniform condition on the PV panel, and under mismatching scenarios where the sub-module solution shows all its interest compared with classical microinverters.

VI. ACKNOWLEDGMENT

The authors acknowledge the support provided by FONDECYT Project 1151426, by AC3E (CONICYT/FB0008) and SERC Chile (CONICYT/FONDAP/15110019).

REFERENCES

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

[2] Z. Zhang, X.-F. He, and Y.-F. Liu, "An optimal control method for photovoltaic grid-tied-interleaved flyback microinverters to achieve high efficiency in wide load range," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 11, pp. 5074–5087, Nov 2013.

[3] Y.-H. Kim, J.-W. Jang, S.-C. Shin, and C.-Y. Won, "Weighted-efficiency enhancement control for a photovoltaic ac module interleaved flyback inverter using a synchronous rectifier," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 12, pp. 6481–6493, Dec 2014.

[4] J. Stauth, M. Seeman, and K. Kesarwani, "Resonant switched-capacitor converters for sub-module distributed photovoltaic power management," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 3, pp. 1189–1198, March 2013.

[5] F. Wang, X. Wu, F. Lee, Z. Wang, P. Kong, and F. Zhuo, "Analysis of unified output mppt control in subpanel pv converter system," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 3, pp. 1275–1284, March 2014.

[6] R. Pilawa-Podgurski and D. Perreault, "Submodule integrated distributed maximum power point tracking for solar photovoltaic applications," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 6, pp. 2957–2967, June 2013.

[7] R. Giral, C. Ramos-Paja, D. Gonzalez, J. Calvente, A. Cid-Pastor, and L. Martinez-Salamero, "Minimizing the effects of shadowing in a pv module by means of active voltage sharing," in *Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on*, March 2010, pp. 943–948.

[8] C. Olalla, D. Clement, M. Rodriguez, and D. Maksimovic, "Architectures and control of submodule integrated dc-dc converters for photovoltaic applications," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 6, pp. 2980–2997, June 2013.

[9] S. Qin, S. Cady, A. Dominguez-Garcia, and R. Pilawa-Podgurski, "A distributed approach to maximum power point tracking for photovoltaic submodule differential power processing," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 30, no. 4, pp. 2024–2040, April 2015.

[10] M. Rezaei, K.-J. Lee, and A. Huang, "A high efficiency flyback microinverter with a new adaptive snubber for photovoltaic applications," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2015.

[11] B. Xiao, L. Hang, J. Mei, C. Riley, L. Tolbert, and B. Ozpineci, "Modular cascaded h-bridge multilevel pv inverter with distributed mppt for grid-connected applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 2, pp. 1722–1731, March 2015.

[12] P. Manganiello, M. Balato, and M. Vitelli, "A survey on mismatching and aging of pv modules: The closed loop," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 62, no. 11, pp. 7276–7286, Nov 2015.

[13] F. A. Mejia and J. Kleissl, "Soiling losses for solar photovoltaic systems in california," *Solar Energy*, vol. 95, pp. 357 – 363, 2013.

[14] G. Vazquez, T. Kerekes, A. Rolan, D. Aguilar, A. Luna, and G. Azevedo, "Losses and cmv evaluation in transformerless grid-connected pv topologies," in *Industrial Electronics, 2009. ISIE 2009. IEEE International Symposium on*, July 2009, pp. 544–548.

[15] A. Shahin, A. Payman, J.-P. Martin, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar, "Approximate novel loss formulae estimation for optimization of power controller of dc/dc converter," in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Nov 2010, pp. 373–378.

[16] D. Zammit, C. Spiteri Staines, and M. Apap, "Comparison between pi and pr current controllers in grid connected pv inverters," *International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering*, vol. 8, no. 2, pp. 221 – 226, 2014.

[17] E. Villanueva, P. Correa, J. Rodriguez, and M. Pacas, "Control of a single-phase cascaded h-bridge multilevel inverter for grid-connected photovoltaic systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 11, pp. 4399–4406, Nov 2009.

[18] S. Kouro, B. Wu, A. Moya, E. Villanueva, P. Correa, and J. Rodriguez, "Control of a cascaded h-bridge multilevel converter for grid connection of photovoltaic systems," in *Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE*, Nov 2009, pp. 3976–3982.

[19] H. Renaudineau, F. Donatantonio, J. Fontchastagner, G. Petrone, G. Spagnuolo, J.-P. Martin, and S. Pierfederici, "A pso-based global mppt technique for distributed pv power generation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 2, pp. 1047–1058, Feb 2015.

Microinverter based on series connected submodular photovoltaic power cells

Williams Flores-Guerrero
Departamento de Electrónica
Universidad Santa María (UTFSM)
Valparaíso, Chile
wfg.1991@gmail.com

Hugues Renaudineau
Departamento de Electrónica
Universidad Santa María (UTFSM)
Valparaíso, Chile
hugues.renaudineau@usm.cl

Samir Kouro
Departamento de Electrónica
Universidad Santa María (UTFSM)
Valparaíso, Chile
samir.kouro@usm.cl

Abstract—In recent years, the use of non-conventional renewable energies, particularly photovoltaic solar energy, has been growing steadily in the country and is currently a real alternative to collaborate in the production of energy required by the national industry. Motivated by the above is that the study and development of technology in Chile for this energy opportunity is fundamental at the present time. The present paper aims to improve the conversion of photovoltaic solar energy by improving the quality of energy and the efficiency of the conversion process by means of a sub-module microinverter where the junction box is eliminated, connecting to each sub-module a Flyback converter and then realizing the grid connection through cascaded H-bridges. The proposed solution shows its superiority compared with the classical microinverters, especially in case of long term partial shading such as dust or snow accumulation. In this job experimental results are shown to validate the proposed architecture, also an analysis of the power quality is presented to verify that the proposed system complies with the IEEE 1457 Std.

Keywords—Efficiency, Grid connect, Microinverter, Photovoltaic, Submodule

I. INTRODUCCIÓN

En la actualidad, la demanda por la generación y consumo de Energías Renovables No Convencionales (ERNC) en Chile ha ido en un aumento constante; y particularmente se aprecia un aumento en el uso de la energía solar fotovoltaica tal como se muestra en cifras del Sistema Interconectado Central (SIC) donde se señala que durante el año 2015 la capacidad instalada era en un 12.5% ERNC y solo un 2.8% de la capacidad total de la red correspondía a energía fotovoltaica. Por otro lado, en lo que va corrido del año hasta septiembre la capacidad de las ERNC aumento hasta un 15% donde se aprecia un importante aumento de la energía fotovoltaica llegando a un 4.7% del total de la red [1]. Producto de este constante crecimiento en el uso de energía fotovoltaica en la industria se hace necesario desarrollar nuevos métodos de conversión de ésta energía y con mejor eficiencia.

Los autores agradecen el soporte brindado por el Proyecto FONDECYT 1171823, por AC3E (CONICYT/FB0008) y SERC Chile (CONICYT/FONDAP/15110019). El presente trabajo resultó ganador en el 2do Concurso de Eficiencia Energética de ABB Chile categoría posgrado, por lo que se agradece el apoyo brindado durante el desarrollo del concurso y su posterior difusión del trabajo.

Clásicamente, los sistemas fotovoltaicos (PV) se clasifican en cuatro grupos dependiendo de la configuración del sistema [2]: el inversor centralizado, inversores string y multring, y el microinversor también conocido como módulo AC. En los últimos años el interés por el microinversor - que consiste de un inversor conectando un único panel a la red eléctrica - ha crecido significativamente. Comparado con otras configuraciones PV, el microinversor es la solución más distribuida. Producto de lo anterior, ésta resulta ser la mejor configuración ante sombreado parcial, con la mejor eficiencia de MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) [2]. Además, la producción en masa de microinversores disminuye los costos de fabricación [3], y esta solución no requiere de costosa red de distribución DC [4]. Sin embargo, esta solución presenta peor eficiencia producto de la alta elevación de tensión requerida para realizar la conexión a red.

La solución más eficiente ante condiciones no uniformes de radiación es la estructura con MPPT más distribuida, por esto soluciones a nivel submodular han sido propuestas [5]–[10]. En [8], un sistema activo de by-pass es propuesto. Allí se muestra como este sistema activo, distinto al los clásicos diodos de by-pass, eliminan las múltiples condiciones máximas que ocurren en situaciones no uniformes [8]. En [9] los autores proponen una estructura submodular de MPPT donde el convertidor solo procesa una fracción de la potencia PV bajo condiciones no uniformes. En [10] otra mejora a nivel submodular es propuesta, con convertidores que solo procesan un porcentaje de la potencia total. Sin embargo todas estas propuestas aplican solo la mejora de la energía y consideran un circuito adicional para la conexión a red.

Este paper centra su interés en una estructura de microinversor submodular incluyendo MPPT a nivel submodular y con salida directa de conexión a red tal como se muestra en la figura 1 (b) comparado con la configuración microinversor clásica representada en la figura 1 (a). La caja de conexiones del panel PV es removida y los diodos de by-pass son reemplazados con convertidores DC-DC realizando MPPT independientes. El convertidor DC-DC a utilizar es de tipo flyback, la cual es una solución ampliamente utilizada en el caso de microinversores [3], [4], [11]. Para la realización de la etapa DC-AC de conexión a red, se utilizara un convertidor multinivel puente H en cascada, la cual es una configuración

ya utilizada para sistemas de conversión PV [12].

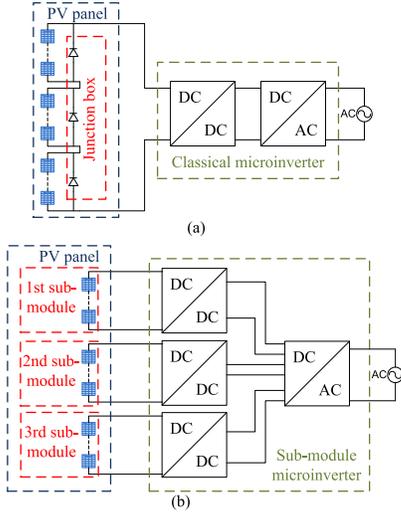


Fig. 1. Microinversor (a) Solución clásica de dos etapas - (b) Configuración submodular

El presente paper está organizado como sigue: en la sección II se da una visión de la importancia que tiene utilizar sistemas submodulares, en la sección III se presenta la arquitectura propuesta y el esquema de control utilizado, finalmente en la sección IV se presentan los resultados experimentales obtenidos y su correspondiente análisis.

II. INTERES EN EL ENFOQUE SUBMODULAR

A nivel de un único panel PV, existen muchas razones que pueden conducir a condiciones no uniformes en las celdas. El sombreado parcial puede ocurrir debido a objetos externos, a fenómenos impredecibles como excremento de aves por ejemplo. Además, el envejecimiento del módulo PV conducirá a condiciones desiguales como se muestra en [13]. Aquí, dos tipos de condiciones no uniformes de largo plazo son consideradas: acumulación de nieve y polvo. Como se muestra en la figura 2, tanto el polvo como la nieve no se acumulan de manera uniforme sobre el panel debido a la gravedad dada la inclinación del panel. Dependiendo de la región, la suciedad puede ser además un factor importante en las condiciones de desigualdad. [14] estudia el impacto de la suciedad en una planta PV en California y concluye que la suciedad afecta la producción de potencia PV alrededor 0.051% por día.

El efecto de desigualdad en la radiación ha sido modelado. El impacto no uniforme del polvo y la nieve se toma en consideración asumiendo que el panel consiste en tres grupos de celdas recibiendo diferentes radiación. Aquí es importante notar que todos los estudios realizados consideran paneles PV instalados en una orientación horizontal. El impacto sobre la característica PV se muestra en la figura 3 (a). Para el caso de nieve se simuló considerando la siguiente radiación: $1000W/m^2$ para los dos submódulos superiores, y $250W/m^2$ para el inferior; mientras que para la simulación de polvo se considera $1000W/m^2$, $900W/m^2$ y $800W/m^2$



Fig. 2. Ejemplos de sombreado parcial a largo plazo. (a) Acumulación de nieve - (b) Acumulación de polvo

por submódulo respectivamente. En la figura 3 (a) se pueden apreciar múltiples puntos máximos de potencia local bajo condiciones no uniformes, debido a la acción de los diodos de by-pass.

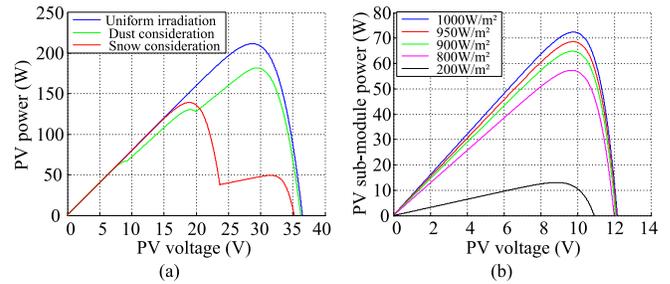


Fig. 3. Característica PV simulada. (a) panel con diodos de by-pass - (b) Característica submodular

De manera de ver el interés de una MPPT submodular, las características de cada submódulo son presentadas en la figura 3 (b). Si se considera el caso de acumulación de polvo, el máximo global para un panel con diodos de by-pass es $181.7W$. En comparación, cada submódulo tiene una potencia máxima de $72.4W$, $64.8W$ y $57.3W$ respectivamente. En total, si se considera MPPT individual por cada submódulo, el total de potencia será $194.5W$, i.e. 7% más que la potencia que puede ser extraída de un actual panel con diodos de by-pass. En el caso de consideración de nieve, los submódulos individuales pueden producir un total de $157.8W$, correspondiente a un aumento del 13.5% con respecto al MPPT global para un panel con diodos de by-pass el cual es de $139W$. En este caso, el enfoque submodular puede ser incluso más importante considerando la posibilidad de que la MPPT con diodos de by-pass puede trabajar en el máximo local con tan solo $49.5W$.

Como podemos ver en [15] el enfoque submodular mejora el rendimiento energético del panel, obteniendo bajo una misma condición de radiación mayor potencia inyectada a la red. Por su parte en [16] se muestra que aprovechando las ventajas en la independencia de la generación de cada submódulo se puede mejorar la calidad de la energía inyectada a la red.

Por los dos puntos anteriores es que el enfoque submodular se muestra como una alternativa atractiva en el largo plazo, donde se mejora el rendimiento y calidad de la energía.

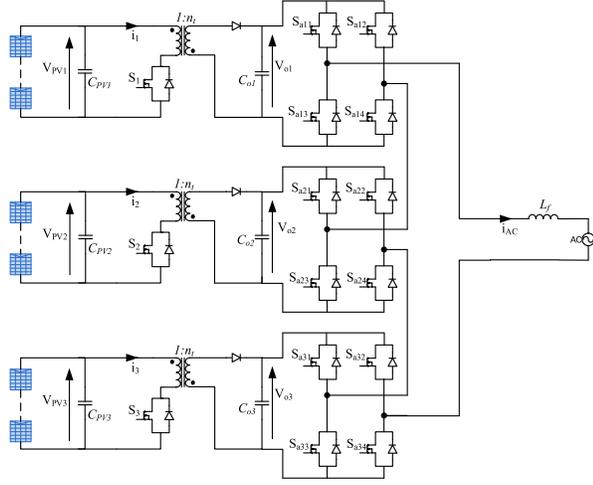


Fig. 4. Arquitectura del microinversor submodular

III. MICROINVERSOR SUBMODULAR

A. Arquitectura propuesta

La arquitectura propuesta es presentada en la figura 4. En ella podemos notar que cada submódulo PV es conectado de manera independiente a un convertidor DC-DC de tipo flyback de tal manera de que este realice la MPPT a nivel submodular. Por su parte la salida de cada uno de estos convertidores alimenta un convertidor puente H y estos se interconectan en cascada generando un convertidor multinivel puente H en cascada de 7 niveles. Finalmente el convertidor puente H en cascada es conectado a la red mediante una inductancia de filtro.

B. Esquema de control

La estructura de control es realizada como sigue. El convertidor flyback considera un control PI de dos etapas. La etapa externa controla el voltaje PV, mientras que la etapa interna controla la corriente del primaria del flyback. El esquema de control se puede observar en la figura 5 (a). El voltaje de referencia V_{PV}^* es obtenido mediante MPPT con un algoritmo P&O.

Para la etapa de inversión, el esquema de control se puede apreciar en la figura 5 (b) y corresponde a una aplicación del control propuesto en [17], [18]. El esquema de control consiste en un control PI externo que controla la suma de los voltajes de salida de cada flyback con sus referencias V_o^* . La referencia de corriente I_{AC}^* se obtiene desde la salida de este controlador, combinado con una PLL que sincroniza la señal con la red y la corriente es controlada mediante un controlador PR. El índice de modulación es luego utilizado en una *Phase-shifted* (PS) PWM modificada consistente en una primera etapa donde se realiza un control individual de V_{ok} seguido de una PS-PWM tradicional generando una señal multinivel. El control individual de V_{ok} es importante dado que si estos voltajes no se encuentran balanceados, puede resultar en distorsiones en

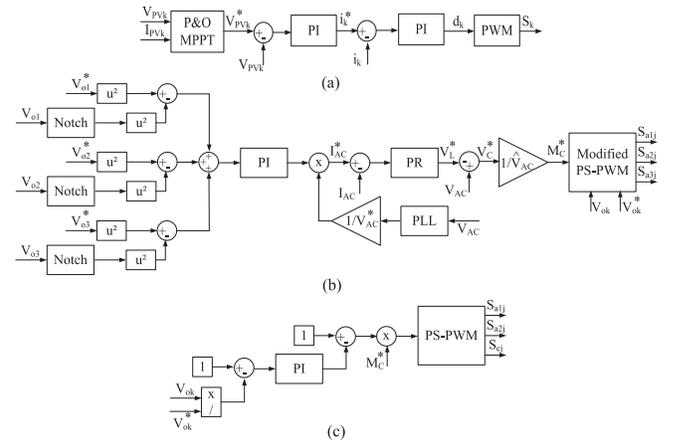


Fig. 5. Esquema de control - (a) Control del convertidor flyback - (b) Control del inversor puente H en cascada - (c) PS-PWM modificada para el balanceo del voltaje de capacitores

la corriente AC a la salida del puente H en cascada. Además, controlando estos voltajes, se asegura que ellos se encuentren dentro de los límites y luego es posible disminuir el ratio de los componentes resultando en una mejora en la eficiencia tal como se muestra en IV.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Teniendo en cuenta la configuración propuesta en la figura 4 se ha diseñado el hardware necesario para la implementación y obtención de resultados experimentales, validados con anterioridad por simulación [16]. Los parámetros de operación de la tabla I corresponden a los utilizados durante la experimentación.

Tabla I
PARÁMETROS DE EXPERIMENTACIÓN

Variable	Parámetro	Valor
P_{PV}	Potencia PV del panel bajo STC	100 W
V_{mpp}	Voltaje de MPP del panel bajo STC	33 V
P_{PV}^{sub}	Potencia PV power de un submódulo bajo STC	33.3 W
V_{mpp}^{sub}	Voltaje de MPP de un submódulo bajo STC	11 V
n_t	Ratio de elevación del transformador del flyback	6
f_{sw}	Frecuencia de switcheo del flyback	30 kHz
f_{sw}^{AC}	Frecuencia de switcheo del inversor	4.1 kHz
V_o^*	Voltaje de referencia del bus DC	150 V
V_{AC}	Voltaje de red	78 Vrms
f_{AC}	Frecuencia de red	50 Hz
L_f	Inductancia de interconexión	30 mH

A. Casos de experimentación

Al momento de realizar la experimentación se han tenido en cuenta dos condiciones de operación, una con condiciones uniformes de radiación y otra donde se emula la acumulación de polvo tal como se ha descrito en la sección II. Para la generación se han utilizado emuladores solares, modelo E4360A de Agilent Technologies.

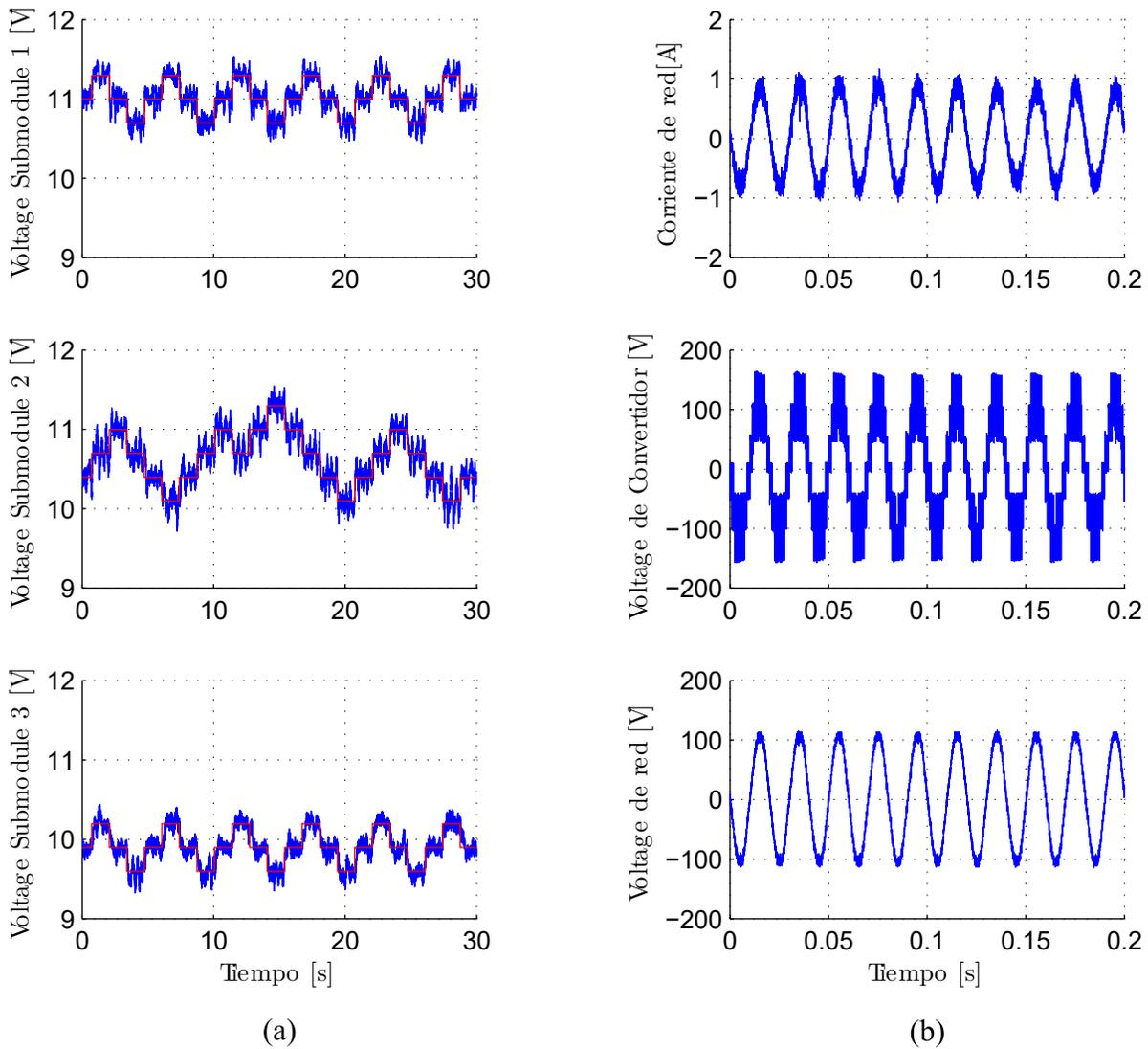


Fig. 6. Formas de onda experimentales de la arquitectura submodular con condiciones de acumulación de polvo - (a) Voltaje de cada submódulo con MPPT - (b) Señales de conexión a red

En la figura 6 (a) se puede apreciar que para distintos niveles de radiación el seguimiento de MPPT se realiza de manera correcta, teniendo una operación dentro de los niveles esperados. Tal como se menciona en la figura 5 (a), se puede observar también que ha sido utilizado el algoritmo P&O por lo que el voltaje del panel no es fijo pero oscila entre tres puntos alrededor del MPP. En 6 (b) se puede ver la forma de onda de la corriente inyectada a la red, el voltaje del convertidor y el voltaje de la red. Podemos notar que la corriente de la red es estable alcanzando amplitud cercana a un ampere, esta estabilidad en la corriente se debe a un correcto balanceo en los capacitores de DC-link en cada puente H. En cuanto al voltaje del convertidor, se pueden apreciar claramente los 7 niveles que genera el puente H en cascada con 3 celdas, donde cada uno de estos niveles tiene una amplitud de 50 volts generando un bus DC total de 150 [V] tal como

se solicita en la referencia del lazo de control. Finalmente notamos que la amplitud de la red es cercana a los 110 [V] lo cual permite un correcto funcionamiento del puente H en cascada, utilizando los 7 niveles de éste. Es importante notar que las tres señales se encuentran en fase y esto se debe a un correcto funcionamiento de la PLL implementada.

B. Calidad de la energía inyectada

La calidad de la energía es analizada para ambos casos de operación, radiación uniforme y acumulación de polvo. Se debe tener en consideración que para conectar el convertidor a la red se ha utilizado una inductancia $L_f = 30mH$. En la figura 7 se puede apreciar el contenido armónico de la corriente donde se puede destacar que se tiene un contenido despreciable en tercera y quinta armónica, dos de las cuales generan la mayor deformación en las corrientes de red y

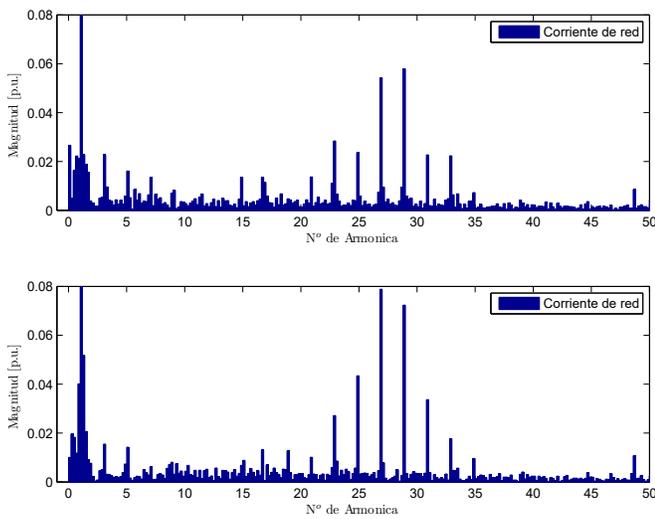


Fig. 7. Contenido armónico de corriente de red. Arriba: Caso radiación uniforme - Abajo: Caso acumulación de polvo

que las armónicas de mayor magnitud corresponden a las de conmutación de los puentes H, pero que siguen siendo de baja magnitud con respecto a la fundamental. Por su parte en la tabla II se presenta el THD de corriente para cada caso.

Tabla II
THD DE CORRIENTE

Caso	THD del sistema
Uniforme	3.38%
Polvo	4.77%

Los resultados muestran entonces que en ambos casos el THD de corriente es menor al 5% y por tanto cumple con la norma del estándar IEEE 1547 y por lo tanto el efecto de la conmutación de los semiconductores no afecta este resultado en gran medida. De los resultados se puede observar que el sistema propuesto es una opción viable para operar en conformidad de las normas.

V. CONCLUSION

El presente paper se ha presentado un sistema que mejora la conversión de la energía solar fotovoltaica, mejorando tanto la calidad de la energía como la eficiencia del proceso mediante un microinversor submodular. En trabajos anteriores se ha mostrado que las soluciones submodulares presentan mejores resultados en la cantidad de energía obtenida cuando se trabaja en condiciones de sombreado parcial de larga duración, en particular en este trabajo se muestran resultados experimentales obtenidos al implementar un microinversor submodular con conexión a red, donde se utiliza MPPT a nivel submodular la cual mejora el rendimiento energético del panel en condiciones de sombreado parcial. En la etapa de inversión para conexión a red se ha utilizado un convertidor multinivel puente H en cascada. Los resultados muestran que operando en condiciones tanto de radiación uniforme como de sombreado parcial se

logra inyectar una corriente a la red con alta calidad energética, cumpliendo con el estándar IEEE 1547 de THD en ambos casos tal como se detalla en la tabla II. Por otro lado en la figura 7 se puede observar que el contenido armónico de la corriente inyectada a la red es consecuente con lo esperado, teniendo sus armónicas asociadas a la conmutación un poco más elevadas y el resto del espectro es despreciable con respecto a la fundamental.

REFERENCIAS

- [1] (2016) CDEC SIC. [Online]. Available: <http://www.cdecsc.cl/informes-y-documentos/graficos-y-estadisticas/>
- [2] S. Kouro, J. Leon, D. Vinnikov, and L. Franquelo, "Grid-connected photovoltaic systems: An overview of recent research and emerging pv converter technology," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 9, no. 1, pp. 47–61, March 2015.
- [3] Z. Zhang, X.-F. He, and Y.-F. Liu, "An optimal control method for photovoltaic grid-tied-interleaved flyback microinverters to achieve high efficiency in wide load range," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 11, pp. 5074–5087, Nov 2013.
- [4] Y.-H. Kim, J.-W. Jang, S.-C. Shin, and C.-Y. Won, "Weighted-efficiency enhancement control for a photovoltaic ac module interleaved flyback inverter using a synchronous rectifier," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 12, pp. 6481–6493, Dec 2014.
- [5] J. Stauth, M. Seeman, and K. Kesarwani, "Resonant switched-capacitor converters for sub-module distributed photovoltaic power management," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 3, pp. 1189–1198, March 2013.
- [6] F. Wang, X. Wu, F. Lee, Z. Wang, P. Kong, and F. Zhuo, "Analysis of unified output mppt control in subpanel pv converter system," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 3, pp. 1275–1284, March 2014.
- [7] R. Pilawa-Podgurski and D. Perreault, "Submodule integrated distributed maximum power point tracking for solar photovoltaic applications," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 6, pp. 2957–2967, June 2013.
- [8] R. Giral, C. Ramos-Paja, D. Gonzalez, J. Calvente, A. Cid-Pastor, and L. Martinez-Salamero, "Minimizing the effects of shadowing in a pv module by means of active voltage sharing," in *Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on*, March 2010, pp. 943–948.
- [9] C. Olalla, D. Clement, M. Rodriguez, and D. Maksimovic, "Architectures and control of submodule integrated dc-dc converters for photovoltaic applications," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 6, pp. 2980–2997, June 2013.
- [10] S. Qin, S. Cady, A. Dominguez-Garcia, and R. Pilawa-Podgurski, "A distributed approach to maximum power point tracking for photovoltaic submodule differential power processing," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 30, no. 4, pp. 2024–2040, April 2015.
- [11] M. Rezaei, K.-J. Lee, and A. Huang, "A high efficiency flyback microinverter with a new adaptive snubber for photovoltaic applications," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2015.
- [12] B. Xiao, L. Hang, J. Mei, C. Riley, L. Tolbert, and B. Ozpineci, "Modular cascaded h-bridge multilevel pv inverter with distributed mppt for grid-connected applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 2, pp. 1722–1731, March 2015.
- [13] P. Manganiello, M. Balato, and M. Vitelli, "A survey on mismatching and aging of pv modules: The closed loop," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 62, no. 11, pp. 7276–7286, Nov 2015.
- [14] F. A. Mejia and J. Kleissl, "Soiling losses for solar photovoltaic systems in california," *Solar Energy*, vol. 95, pp. 357 – 363, 2013.
- [15] H. Renaudineau, S. Kouro, K. Schaible, and M. Zehelein, "Flyback-based sub-module pv microinverter," in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, Sept 2016, pp. 1–9.
- [16] W. Flores-Guerrero, H. Renaudineau, and S. Kouro, "Cascaded h-bridges for sub-module pv microinverter," in *2016 IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, June 2016, pp. 556–561.

- [17] E. Villanueva, P. Correa, J. Rodriguez, and M. Pacas, "Control of a single-phase cascaded h-bridge multilevel inverter for grid-connected photovoltaic systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 11, pp. 4399–4406, Nov 2009.
- [18] S. Kouro, B. Wu, A. Moya, E. Villanueva, P. Correa, and J. Rodriguez, "Control of a cascaded h-bridge multilevel converter for grid connection of photovoltaic systems," in *Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE*, Nov 2009, pp. 3976–3982.

REFERENCIAS

- [1] (2016) CDEC SIC. [Online]. Available: <http://www.cdecsic.cl/informes-y-documentos/graficos-y-estadisticas/>
- [2] S. Vemuru, P. Singh, and M. Niamat, “Modeling impact of bypass diodes on photovoltaic cell performance under partial shading,” in *2012 IEEE International Conference on Electro/Information Technology*, May 2012, pp. 1–5.
- [3] C. C. Hua and Y. m. Chen, “Modified perturb and observe mppt with zero oscillation in steady-state for pv systems under partial shaded conditions,” in *2017 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)*, Oct 2017, pp. 5–9.
- [4] A. M. S. Furtado, F. Bradaschia, M. C. Cavalcanti, L. R. Limongi, and G. M. S. Azevedo, “Power voltage characteristics and global mppt algorithms for any severe partial shading condition,” in *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, Nov 2017, pp. 1–6.
- [5] S. Kouro, J. I. Leon, D. Vinnikov, and L. G. Franquelo, “Grid-connected photovoltaic systems: An overview of recent research and emerging pv converter technology,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 1, pp. 47–61, March 2015.
- [6] Q. Li and P. Wolfs, “A review of the single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different dc link configurations,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1320–1333, May 2008.
- [7] H. Hu, S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh, and Z. J. Shen, “A review of power decoupling techniques for microinverters with three different decoupling capacitor locations in pv systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2711–2726, June 2013.
- [8] D. M. Scholten, N. Ertugrul, and W. L. Soong, “Micro-inverters in small scale pv systems: A review and future directions,” in *Power Engineering Conference (AUPEC), 2013 Australasian Universities*, Sept 2013, pp. 1–6.
- [9] R. Dabou, N. Sahouane, A. Neçaibia, M. Mostefaoui, F. Bouchafaa, A. Rouabhia, A. Ziane, and A. Bouraiou, “Impact of partial shading and pv array power

- on the performance of grid connected pv station,” in *2017 18th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, Dec 2017, pp. 476–481.
- [10] W. Xiao, M. S. E. Moursi, O. Khan, and D. Infield, “Review of grid-tied converter topologies used in photovoltaic systems,” *IET Renewable Power Generation*, vol. 10, no. 10, pp. 1543–1551, 2016.
- [11] Y. K. Wu, J. H. Lin, and H. J. Lin, “Standards and guidelines for grid-connected photovoltaic generation systems: A review and comparison,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 4, pp. 3205–3216, July 2017.
- [12] S. K. Chattopadhyay and C. Chakraborty, “Photovoltaic central inverters: Performance evaluation and comparative assessment,” in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Oct 2017, pp. 6419–6424.
- [13] K. D. Papastergiou, P. Bakas, and S. Norrga, “Photovoltaic string configuration for optimal inverter performance,” in *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, May 2011, pp. 1632–1636.
- [14] A. D. Grasso, S. Pennisi, M. Ragusa, G. M. Tina, and C. Ventura, “Performance evaluation of a multistring photovoltaic module with distributed dc-dc converters,” *IET Renewable Power Generation*, vol. 9, no. 8, pp. 935–942, 2015.
- [15] C. Felgemacher, P. Jaeger, A. Kobeissi, J. Pfeiffer, D. Wiegand, W. Kruschel, B. Dombert, S. V. Araujo, and P. Zacharias, “Design of photovoltaic microinverter for off-grid and grid-parallel applications,” in *CIPS 2014; 8th International Conference on Integrated Power Electronics Systems*, Feb 2014, pp. 1–6.
- [16] S. Mohammadi, H. A. Zarchi, and M. Amiri, “Interleaved two-switch flyback microinverter for grid-tied photovoltaic applications,” in *The 6th Power Electronics, Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC2015)*, Feb 2015, pp. 59–64.
- [17] R. Faranda and S. Leva, “Energy comparison of mppt techniques for pv systems,” *WSEAS transactions on power systems*, vol. 3, no. 6, pp. 446–455, 2008.
- [18] N. Femia, G. Lisi, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, “Distributed maximum power point tracking of photovoltaic arrays: Novel approach and system analysis,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2610–2621, July 2008.
- [19] R. Giral, C. A. Ramos-Paja, D. Gonzalez, J. Calvente, . Cid-Pastor, and L. Martinez-Salamero, “Minimizing the effects of shadowing in a pv module by means of active voltage sharing,” in *Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on*, March 2010, pp. 943–948.

- [20] J. T. Stauth, M. D. Seeman, and K. Kesarwani, "Resonant switched-capacitor converters for sub-module distributed photovoltaic power management," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 3, pp. 1189–1198, March 2013.
- [21] R. C. N. Pilawa-Podgurski and D. J. Perreault, "Submodule integrated distributed maximum power point tracking for solar photovoltaic applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2957–2967, June 2013.
- [22] C. Olalla, D. Clement, M. Rodriguez, and D. Maksimovic, "Architectures and control of submodule integrated dc-dc converters for photovoltaic applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2980–2997, June 2013.
- [23] S. Qin, S. T. Cady, A. D. Domínguez-García, and R. C. N. Pilawa-Podgurski, "A distributed approach to maximum power point tracking for photovoltaic submodule differential power processing," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 4, pp. 2024–2040, April 2015.
- [24] H. Renaudineau, S. Kouro, K. Schaible, and M. Zehelein, "Flyback-based submodule pv microinverter," in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, Sept 2016, pp. 1–9.
- [25] O. Alonso, P. Sanchis, E. Gubia, and L. Marroyo, "Cascaded h-bridge multilevel converter for grid connected photovoltaic generators with independent maximum power point tracking of each solar array," in *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*, vol. 2, June 2003, pp. 731–735 vol.2.
- [26] F. J. L. Freire, P. P. Praça, D. d. S. Oliveira, L. C. S. Mazza, D. M. Freitas, and R. N. M. de Oliveira, "Microinverter single phase derived of flyback topology for generating system photovoltaic," in *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, Nov 2015, pp. 1–6.
- [27] S. Mohammadi, H. A. Zarchi, and M. Amiri, "Interleaved two-switch flyback microinverter for grid-tied photovoltaic applications," in *The 6th Power Electronics, Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC2015)*, Feb 2015, pp. 59–64.
- [28] N. Kummari, S. Chakraborty, and S. Chattopadhyay, "Secondary side modulation of a single-stage isolated high-frequency link microinverter with a regenerative flyback snubber," in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sept 2016, pp. 1–8.
- [29] G. C. Christidis, A. C. Nanakos, and E. C. Tatakis, "Hybrid discontinuous/boundary conduction mode of flyback microinverter for ac-pv modules," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 6, pp. 4195–4205, June 2016.

- [30] M. K. Kazimierczuk, *Pulse-width modulated DC-DC power converters*. John Wiley & Sons, 2015.
- [31] S. Howimanporn and C. Bunlaksananusorn, "Performance comparison of continuous conduction mode (ccm) and discontinuous conduction mode (dcm) fly-back converters," in *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003.*, vol. 2, Nov 2003, pp. 1434–1438 Vol.2.
- [32] D. Zammit, C. S. Staines, and M. Apap, "Comparison between pi and pr current controllers in grid connected pv inverters," *WASET, International Journal of Electrical, Electronic Science and Engineering*, vol. 8, no. 2, 2014.
- [33] S. Kouro, B. Wu, . Moya, E. Villanueva, P. Correa, and J. Rodríguez, "Control of a cascaded h-bridge multilevel converter for grid connection of photovoltaic systems," in *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, Nov 2009, pp. 3976–3982.
- [34] E. Villanueva, P. Correa, J. Rodriguez, and M. Pacas, "Control of a single-phase cascaded h-bridge multilevel inverter for grid-connected photovoltaic systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 11, pp. 4399–4406, Nov 2009.
- [35] G. Vazquez, T. Kerekes, A. Rolan, D. Aguilar, A. Luna, and G. Azevedo, "Losses and cmv evaluation in transformerless grid-connected pv topologies," in *Industrial Electronics, 2009. ISIE 2009. IEEE International Symposium on*, July 2009, pp. 544–548.
- [36] A. Shahin, A. Payman, J.-P. Martin, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar, "Approximate novel loss formulae estimation for optimization of power controller of dc/dc converter," in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Nov 2010, pp. 373–378.

