

**Simulación de un microinversor fotovoltaico conectado a la red.**

MARIBEL DEL PILAR DUARTE ROMERO

JUAN JOSÉ LEÓN CARREÑO

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS  
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE  
TELECOMUNICACIONES  
BUCARAMANGA

2023

**Simulación de un microinversor fotovoltaico conectado a la red.**

MARIBEL DEL PILAR DUARTE ROMERO  
JUAN JOSÉ LEÓN CARREÑO

*Trabajo de grado para optar al título de  
Ingeniero Electrónico*

Director  
MARIA ALEJANDRA MANTILLA VILLALOBOS  
Dra. en Ing. Electrónica

Codirector  
JAVIER ENRIQUE SOLANO MARTINEZ  
Ph.D. en Ing. Eléctrica y Electrónica

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS  
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE  
TELECOMUNICACIONES  
BUCARAMANGA  
2023

# Índice general

<b>INTRODUCCIÓN</b>	<b>11</b>
<b>1 Reseña bibliográfica</b>	<b>13</b>
1.1 ENERGÍAS RENOVABLES . . . . .	13
1.2 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS . . . . .	14
1.2.1 Panel solar fotovoltaico: . . . . .	15
1.2.2 Convertidores de Potencia . . . . .	16
1.3 CLASIFICACIÓN DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS A LA RED .	17
1.3.1 Inversor centralizado (Centralized Inverter): . . . . .	17
1.3.2 Inversores en cadena (String Inverter) . . . . .	17
1.3.3 Inversores de cadena múltiples (Multi-string Inverter) . . . . .	18
1.4 MICROINVERSORES . . . . .	18
1.4.1 Microinversores de etapa única (Single-Stage Microinverter) . . . . .	19
1.4.2 Microinversores de etapa doble (Multi-Stage Microinverter) . . . . .	19
<b>2 Topologías de microinversores</b>	<b>21</b>
2.1 TOPOLOGÍAS DE MICROINVERSORES AISLADAS . . . . .	22
2.2 TOPOLOGÍAS DE MICROINVERSORES NO-AISLADAS . . . . .	25
2.3 TOPOLOGÍAS DE CONVERTIDORES DC/DC . . . . .	26
2.3.1 Convertidor DC/DC tipo Boost . . . . .	26
2.3.2 Convertidor DC/DC tipo Boost de doble ganancia . . . . .	28
2.3.3 Propuesta de convertidor DC/DC por Universidad Santa Catarina Brasil	30
2.3.4 Convertidor DC/DC SEPIC: . . . . .	34
2.3.5 Convertidor DC/DC SEPIC modificado: . . . . .	36
2.4 TOPOLOGÍAS DE CONVERTIDORES DC/AC . . . . .	42
2.4.1 Inversor Full Bridge: . . . . .	42
2.4.2 Inversor Unipolar Dual Buck: . . . . .	46
2.4.3 Inversor H5: . . . . .	49

2.4.4	Inversor SHREC ( <i>Super High Reliability and Efficiency Converter</i> ): . . .	52
<b>3</b>	<b>Modelo y esquema general del sistema</b>	<b>57</b>
3.1	Modelo del panel solar . . . . .	57
3.2	Modelos de simulación del Convertidor DC/DC e Inversor en PLECS . . .	59
3.3	Esquema general del sistema fotovoltaico conectado a la red . . . . .	62
<b>4</b>	<b>Algoritmo para el seguimiento del punto de máxima potencia</b>	<b>64</b>
4.1	Método MPPT de Perturbar y Observar(P&O) . . . . .	66
4.1.1	Bloque o subsistema MPPT: . . . . .	68
<b>5</b>	<b>Control del inversor</b>	<b>70</b>
5.1	Generación de corriente de referencia . . . . .	70
5.1.1	Bloque Control de tensión . . . . .	72
5.2	Control de corriente . . . . .	73
5.2.1	Bloque de control de corriente . . . . .	75
<b>6</b>	<b>RESULTADOS DE SIMULACIÓN</b>	<b>77</b>
6.1	Comprobación del funcionamiento del arreglo fotovoltaico para diferentes paneles . . . . .	78
6.2	Resultados de simulación del funcionamiento del microinversor . . . . .	83
6.2.1	Simulación con el Panel CX4 de Calyxo . . . . .	83
6.2.2	Simulación con el Panel Solar Innova . . . . .	87
6.2.3	Simulación con el Panel Solar Kyocera . . . . .	91
<b>7</b>	<b>Conclusiones y recomendaciones</b>	<b>96</b>
	<b>BIBLIOGRAFÍA</b>	<b>100</b>

## Índice de figuras

Figura 1	Ejemplo de sistema fotovoltaico . . . . .	14
Figura 2	Sistema fotovoltaico conectado a la red . . . . .	15
Figura 3	Modelo de celda solar fotovoltaica . . . . .	16
Figura 4	Configuración inversor centralizado . . . . .	17
Figura 5	Configuración inversor tipo String . . . . .	18
Figura 6	Configuración inversor de cadenas multiples . . . . .	18
Figura 7	Esquema de microinversores de una etapa . . . . .	19
Figura 8	Esquema de microinversores de dos etapa . . . . .	20
Figura 9	Mapa conceptual de la clasificación de microinversores . . . . .	21
Figura 10	Modelo señal modo común . . . . .	22
Figura 11	Capacitancias parásitas en sistema FV aislado . . . . .	23
Figura 12	Topología aislada de dos etapas basada en convertidor Dual Boost . . . . .	24
Figura 13	Capacitancias parásitas en sistema FV No-aislado . . . . .	25
Figura 14	Esquema circuital del convertidor Boost . . . . .	27
Figura 15	Esquema circuital del convertidor Boost de doble ganancia . . . . .	29
Figura 16	Esquema circuital propuesto por la U. Federal de Santa Catarina . . . . .	30
Figura 17	Unión de topologías tipo Boost en el convertidor de Santa Catarina Brasil . . . . .	31
Figura 18	Estados del convertidor de la Universidad de Santa Catarina para $D < 0.5$ . . . . .	32
Figura 19	Estados del convertidor de la Universidad de Santa Catarina para $D > 0.5$ . . . . .	33
Figura 20	Esquema circuital del convertidor SEPIC . . . . .	35
Figura 21	Convertidor SEPIC modificado . . . . .	36
Figura 22	Modo de operación S abierto $t_{off}$ . . . . .	37
Figura 23	Modo de operación S cerrado - ton . . . . .	39
Figura 24	Ganancia VS ciclo de varias topologías . . . . .	41

Figura 25	Esquema circuital Full Bridge . . . . .	43
Figura 26	Generación de pulsos de conmutación con modulación Bipolar en el inversor Full Bridge . . . . .	44
Figura 27	Generación de pulsos de conmutación con modulación Unipolar estándar en el inversor Full Bridge . . . . .	45
Figura 28	Generación de pulsos de conmutación con modulación Unipolar estándar en el inversor Full Bridge . . . . .	46
Figura 29	Topología Inversor Dual Buck . . . . .	46
Figura 30	Configuraciones para el Inversor Dual Buck . . . . .	47
Figura 31	Funcionamiento del inversor Dual Buck . . . . .	48
Figura 32	Voltaje de CM del inversor Dual Buck . . . . .	49
Figura 33	Esquemático Inversor H5 . . . . .	49
Figura 34	Pulsos de conmutación inversor H5 . . . . .	50
Figura 35	Modos de operación del inversor H5 . . . . .	51
Figura 36	Voltaje de modo común del inversor H5 . . . . .	52
Figura 37	Topología inversor SHREC . . . . .	53
Figura 38	Modos de operación del inversor SHREC . . . . .	54
Figura 39	Voltaje de modo común del inversor SHREC . . . . .	55
Figura 40	Tabla comparativa de inversores de alta eficiencia . . . . .	55
Figura 39	Mascara del PV en software . . . . .	58
Figura 40	Esquema para la simulación caracterización del panel fotovoltaico . . . . .	58
Figura 41	Tabla de resultados de la simulación . . . . .	59
Figura 42	Diseño de circuito SEPIC modificado . . . . .	60
Figura 43	Inversor SHREC con los parámetros de diseño . . . . .	61
Figura 44	Esquema general de simulación del sistema FV conectado a la red . . . . .	62
Figura 45	Curvas características PV . . . . .	65
Figura 46	Curva característica de potencia a condiciones de irradiancia variables P vs V . . . . .	65
Figura 47	Curvas características de I vs V a condiciones de irradiancia variables . . . . .	66
Figura 48	Concepto del algoritmo P&O . . . . .	67
Figura 49	Diagrama de flujo del algoritmo P&O . . . . .	68
Figura 50	Bloque MPPT en PLECS . . . . .	68

Figura 51	Subsistema para implementar P&O y generar la referencia de control del SEPIC modificado . . . . .	69
Figura 52	Subsistema para generar la conmutación del SEPIC modificado	69
Figura 53	Esquema de control del sistema fotovoltaico . . . . .	70
Figura 54	Esquema de control de corriente . . . . .	71
Figura 55	Subsistema Control de tensión . . . . .	72
Figura 56	Pulsos de conmutación . . . . .	73
Figura 57	Diagrama de bloques del sistema de Control del Inversor . . . .	74
Figura 58	Subsistema control de corriente . . . . .	76
Figura 59	Especificaciones datasheet Calyxo . . . . .	78
Figura 60	Curva característica P vs V del panel CX4/4 . . . . .	79
Figura 61	Curva característica I vs V del panel CX4/4 . . . . .	79
Figura 62	Especificaciones datasheet Solar Innova . . . . .	80
Figura 63	Curva característica P vs V del panel de Solar Innova . . . . .	80
Figura 64	Curva característica I vs V del panel CX4/4 . . . . .	81
Figura 65	Especificaciones datasheet Kyocera . . . . .	81
Figura 66	Curva característica P vs V del panel KC200GT . . . . .	82
Figura 67	Curva característica I vs V del panel CX4/4 . . . . .	82
Figura 68	Señales de Tensión, corriente y potencia a la salida del PV CX4/4	84
Figura 69	Seguimiento de tensión Vmpp con panel Calyxo . . . . .	84
Figura 70	Tensión de salida en el convertidor ante cambios de irradiancia .	85
Figura 71	Señales de V, I y P en la red con panel CX4/4 . . . . .	86
Figura 72	Iref - Ired con panel Calyxo . . . . .	87
Figura 73	Efecto del filtro LCL con panel Calyxo . . . . .	88
Figura 74	Señales de Tensión, corriente y potencia a la salida del PV Solar Innova . . . . .	88
Figura 75	Seguimiento de tensión Vmpp con panel Solar Innova . . . . .	89
Figura 76	Tensión de salida en el convertidor ante cambios de irradiancia en el panel solar Innova . . . . .	90
Figura 77	Señales de V, I y P en la red con panel solar Innova . . . . .	90
Figura 78	Iref - Ired con panel Solar Innova . . . . .	91
Figura 79	Efecto del filtro LCL con panel Solar Innova . . . . .	92
Figura 80	Señales de Tensión, corriente y potencia a la salida del PV Kyocera	92

Figura 81	Seguimiento de tensión $V_{mpp}$ con panel Solar Innova . . . . .	93
Figura 82	Tensión de salida en el convertidor ante cambios de irradiancia en el panel Kyocera . . . . .	93
Figura 83	Señales de V,I y P en la red con panel solar Innova . . . . .	94
Figura 84	$I_{ref}$ - $I_{red}$ con panel Kyocera . . . . .	94
Figura 85	Efecto del filtro LCL con panel Kyocera . . . . .	95

# RESUMEN

**Título:** Simulación de un microinversor fotovoltaico conectado a la red. <sup>1</sup>

**Autores:** Juan José León Carreño <sup>2</sup>, Maribel del Pilar Duarte Romero<sup>2</sup>

**Palabras Clave:** Electrónica de potencia, micro-inversores, sistema fotovoltaico conectado a la red, seguimiento de punto máximo de potencia.

## DESCRIPCIÓN:

En el desarrollo de nuevas tecnologías aplicadas a diferentes campos de la ciencia, es cada vez más importante en términos de eficiencia y viabilidad, poder simular y verificar los circuitos o sistemas que se implementarán en hardware posteriormente.

En el campo de las energías renovables y especialmente de los sistemas fotovoltaicos, constantemente se está buscando nuevas tecnologías y sistemas que ayuden a obtener un mayor aprovechamiento y eficiencia de la energía obtenida por los paneles. Para esta aplicación, los microinversores fueron diseñados buscando solventar y optimizar problemas tales como, mejor seguimiento del punto de máxima potencia ante proyecciones de sombras o suciedad acumulada en los paneles, ya que cada microinversor está asociado a uno o máximo dos paneles solares. En este caso, los problemas antes mencionados solo afectarán el rendimiento individual y no el resto de los paneles de la instalación.

Este proyecto busca diseñar y simular un microinversor fotovoltaico monofásico de conexión a la red, implementando algoritmos de control tales como: el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT), la generación de la corriente de referencia y el controlador de corriente; y utilizando el software PLECS para su implementación.

El desarrollo del proyecto se dividirá en cuatro fases principales: la primera busca escoger una topología de microinversor, para lo cual se hará una revisión bibliográfica de las topologías actuales de microinversores, se diseñará una tabla comparativa y de acuerdo a eso se escogerá la adecuada. La segunda fase será la apropiación del software PLECS, la implementación del modelo de la topología escogida y el diseño del microinversor. La tercera fase será la implementación de los algoritmos de control, de tal manera que se obtenga el punto de máxima potencia del panel fotovoltaico y se controle la potencia entregada a la red. La cuarta y última fase será verificar el funcionamiento del microinversor mediante la simulación de todo el sistema fotovoltaico.

---

<sup>1</sup>Trabajo de Grado

<sup>2</sup>Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: Maria Alejandra Mantilla Villalobos. Codirector: Javier Enrique Solano.

# ABSTRACT

**Title:** Simulation of a grid-connected photovoltaic microinverter. <sup>1</sup>

**Authors:** Juan José León Carreño <sup>2</sup>, Maribel del Pilar Duarte Romero<sup>2</sup>

**Keywords:** Power electronics, microinverters, photovoltaic system connected to the grid, monitoring of the maximum power point.

## DESCRIPTION:

In the development of new technologies applied to different fields of science, it is increasingly important, in terms of efficiency and feasibility, to be able to simulate and verify the circuits or systems that will be implemented in hardware later.

In the field of renewable energies, especially photovoltaic systems, new technologies, and systems are constantly being sought to help obtain greater use and efficiency of the energy obtained by the panels. For this application, the microinverters were designed to solve and optimize problems such as better monitoring of the maximum power point in the face of shadow projections or accumulated dirt on the panels, since each micro inverter is associated with one or a maximum of two solar panels. In this case, the aforementioned issues will only affect individual performance and not the rest of the panels in the installation.

This project seeks to design and simulate a single-phase photovoltaic microinverter for connection to the grid, implementing control algorithms such as maximum power point tracking (MPPT), the reference current generation, and current controller; and using the PLECS software for its implementation.

The development of the project will be divided into four main phases: the first seeks to choose a microinverter topology, for which a bibliographical review of current microinverter topologies will be made, a comparative table will be designed and the appropriate one will be chosen accordingly. The second phase will be the appropriation of the PLECS software, the implementation of the chosen topology model, and the design of the microinverter. The third phase will be the implementation of the control algorithms so that the maximum power point of the photovoltaic panel is obtained and the power delivered to the network is controlled. The fourth and final phase will be to verify the operation of the microinverter by simulating the entire photovoltaic system.

---

<sup>1</sup>Bachelor Thesis

<sup>2</sup>Faculty of Engineering and Physical Sciences. School of Electronic and Electrical Engineering. Director: Maria Alejandra Mantilla Villalobos. Co-director: Javier Enrique Solano.

# *INTRODUCCIÓN*

Un sistema fotovoltaico es un conjunto de elementos y circuitos que sirve para aprovechar la energía del sol, convertirla en electricidad, y adecuar las señales eléctricas resultantes según los requerimientos de la carga o sistema eléctrico al cual se le va a entregar la energía generada. El principal elemento del proceso es el panel fotovoltaico, conocido comúnmente por sus siglas en inglés como PVM (*Photovoltaic Module*) y su capacidad para transformar la radiación solar en energía eléctrica.

Aparte de los paneles fotovoltaicos, existen un conjunto de circuitos que tienen un papel importante en la transformación de esa energía y que ayudan a que finalmente el sistema se pueda conectar a la red eléctrica. Ese conjunto se clasifica principalmente en 3 grupos: inversores solares en *string*, inversores centralizados, y microinversores. Estos últimos son ampliamente usados para aplicaciones fotovoltaicas de pequeña potencia ideales para un uso doméstico.

Entre las principales ventajas de los microinversores ante los otros dos grupos se encuentra: su versatilidad en instalación y gran durabilidad; ya que a un microinversor se le asocian por máximo uno a dos paneles de todo el arreglo de paneles, cada módulo opera con un algoritmo de control de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) de forma independiente, con lo cual facilita el monitoreo y un mejor aprovechamiento de la potencia del panel. Otra ventaja es que minimizan el efecto sombra en un arreglo de paneles, ya que cuando se producen sombras u obstrucciones sobre un panel del arreglo, dicha sombra solo afectará el rendimiento de ese panel en específico, y no de todo el arreglo, permitiendo no afectar el rendimiento total del sistema fotovoltaico. Antes de implementar un microinversor en físico, resulta útil realizar previamente un análisis y simulación del mismo, para determinar el correcto funcionamiento.

En ese orden de ideas, este trabajo de grado busca simular un microinversor monofásico para implementarlo en un sistema fotovoltaico conectado a la red mediante el software PLECS, permitiendo evaluar su comportamiento para una posterior implementación.



# *Capítulo 1*

## *Reseña bibliográfica*

### **1.1. ENERGÍAS RENOVABLES**

Las energías renovables son aquellas que se obtienen a partir de fuentes naturales, que producen su energía de forma indefinida y/o inagotable, se les atribuye bajo impacto sobre el medio ambiente considerándose energías limpias [1].

Algunas fuentes de energía son por ejemplo, la energía solar, eólica, mareomotriz, hidráulica, y nuclear. Cada una tiene sus ventajas y desventajas de acuerdo a los requerimientos, tecnologías y condiciones de la zona. En este trabajo de grado se trabajará específicamente con la energía solar fotovoltaica.

Las principales ventajas de la energía solar fotovoltaica, por las cuales se destaca respecto a las no renovables son:

- ❖ La casi nula contaminación, ni efectos nocivos para la salud.
- ❖ Uso responsable de los recursos naturales, además, la fuente se considera como fuente indefinida de energía.
- ❖ Impulsan el auto consumo a nivel residencial, comercial e industrial.
- ❖ No requiere de sumas de dinero enormes para encontrar yacimientos. Ni tampoco se ven afectados los recursos naturales para tal fin, como si sucede con los combustibles fósiles.
- ❖ Se pueden implementar en lugares remotos con facilidad.

## 1.2. SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

En un sistema fotovoltaico se agrupan diferentes componentes eléctricos que permiten transformar la energía solar en energía eléctrica aprovechable y disponible para equipos eléctricos o dispositivos que se encuentren en diferentes lugares, tales como el hogar, fábricas, instituciones, negocios, en general, en cualquier espacio donde se requiera energía eléctrica.

El elemento principal dentro de un sistema fotovoltaico es el panel fotovoltaico (PV), compuesto por celdas solares, que pueden estar conectadas en serie o paralelo y de su capacidad para transformar la radiación solar en energía eléctrica. El sistema fotovoltaico generalmente se encuentra conectado a la red, así la energía eléctrica obtenida, se transforma en corriente alterna por medio de un inversor y se le inyecta a la misma, para ser utilizada. Este tipo de energía se clasifica en energía renovable porque se aprovecha la energía proveniente del sol en diferentes espacios.

A su vez, la energía que se puede obtener del sol depende de diferentes factores como el ángulo de inclinación de los paneles fotovoltaicos, la calidad de la instalación, posibles sombras que se presenten, entre otros. Por ende, algunos sistemas cuentan con un banco de almacenamiento de energía, que procura la utilización de la energía de día y de noche.

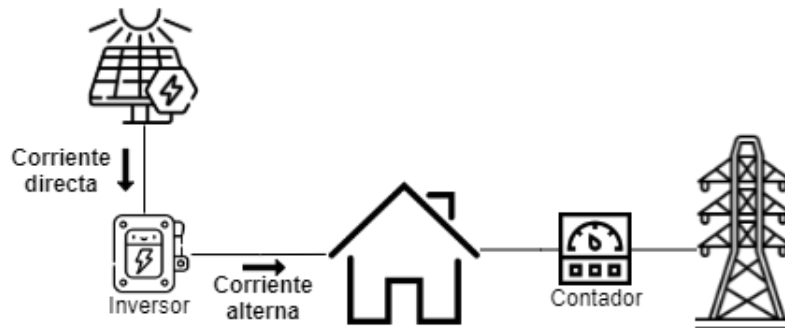


Figura 1: Ejemplo de Sistema fotovoltaico

El ejemplo de un modelo de sistema fotovoltaico se presenta en la figura 1, esta tesis se basa en este modelo como se muestra en la figura 2. El sistema consta de un arreglo de paneles fotovoltaicos, conectados a dos etapas convertidoras. La primera etapa se comprende de un circuito elevador DC/DC, que se encarga de adecuar la tensión entregada por los paneles a un valor mayor (normalmente a un valor mayor a la amplitud de la tensión de la red eléctrica) y de seguir el punto de máxima potencia del arreglo para extraer su energía de forma más

eficiente. La segunda etapa consta de un convertidor DC/AC, encargado de convertir la señal continua entregada por la primera etapa en una señal alterna a la frecuencia de la red ( $60[Hz]$ , en Colombia). Y en la etapa final, un filtro, el cual, es requerido para eliminar los componentes armónicos del alta frecuencia y suprimir el rizado de la corriente inyectada a la red.

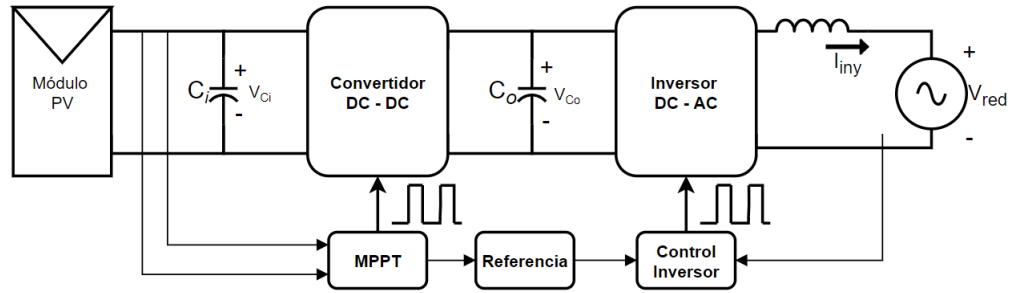


Figura 2: Sistema fotovoltaico conectado a la red

**1.2.1 Panel solar fotovoltaico:** Los generadores solares están compuestos por un conjunto de paneles fotovoltaicos. Estos a su vez, están compuestos por un arreglo en serie y/o paralelo de celdas solares. Este tipo de conexiones se realizan o se modifican de acuerdo a la aplicación o necesidad requerida.

Las celdas solares están compuestas principalmente por materiales semiconductores, cuando se expone a la luz, gracias al efecto fotovoltaico, los fotones que provienen del sol inciden sobre la capa semiconductor tipo P, lo cual libera electrones de los átomos, los cuales estando en movimiento adquieren la energía necesaria para romper el enlace que los mantiene unidos al último nivel de valencia, así la capa N adquiere una diferencia de potencial respecto a la capa P, lo cual genera un campo eléctrico y por medio de este se producirá una corriente eléctrica. Si tanto a la capa P como a la N se le conectara dos conductores que estuviesen unidos a un dispositivo que consume energía, se iniciaría una corriente eléctrica continua [2].

El modelo circuital de la figura 3 ayuda a entender un poco más el funcionamiento de la celda fotovoltaica en términos eléctricos, éste modelo es muy útil para determinar las curvas características del panel.

En la figura 3 se puede observar que el modelo circuital de la celda está compuesto por:

- ❖ Fuente de corriente continua  $I_{sc}$ , que representa la corriente generada por la radiación solar incidente en la misma.

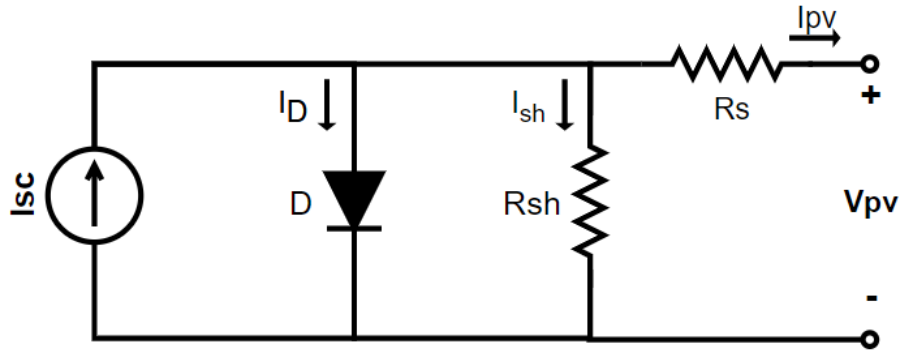


Figura 3: Modelo Celda Solar Fotovoltaica

- ❖ La resistencia  $R_s$  es añadida debido a las pérdidas generadas por temperatura, contactos en las conexiones y demás.
- ❖ Finalmente la resistencia ( $R_{sh}$ ) representa las corrientes de fuga dentro del modelo del diodo.

La ecuación que describe la corriente generada por el panel se encuentra a continuación:

$$I_{pv} = I_{sc} - I_o \left[ e^{\frac{e(V_{pv} + R_s I_{pv})}{K T c}} - 1 \right] - \frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{R_{sh}} \quad (1.1)$$

**1.2.2 Convertidores de Potencia** Los convertidores de potencia son los encargados del proceso de conversión de energía eléctrica. La conversión de energía se logra mediante la utilización circuitos implementados principalmente a base de dispositivos semiconductores que son comúnmente operados como interruptores electrónicos, algunos de ellos son los BJT, MOSFET, IGBT, SCR, entre otros.

Existen distintos tipo de convertidores de potencia dependiendo de la conversión de energía que se requiera, entre ellos se tiene:

Convertidores DC/DC: En estos convertidores se transforma una señal continua de entrada en una señal continua de salida de mayor o menor amplitud, dependiendo la necesidad.

Convertidores DC/AC: Estos convertidores se encargan de transformar una señal de continua en una señal de salida alterna, son comúnmente llamados inversores.

Convertidores AC/DC: Se encargan de convertir una señal de entrada alterna en una señal de salida continua, son también llamados rectificadores.

En ese sentido uno de los principales desafíos en el diseño de un microinversor fotovoltaico de conexión a la red, es lograr controlar una corriente en alterna a inyectar a la red de distribución con tensión de alrededor 120 Vrms para Colombia, a partir de la tensión de entrada entregada por uno o dos paneles fotovoltaicos (tensión de continua baja). Por tanto es necesario el uso de convertidores de potencia, en este caso un convertidor DC/DC elevador y un inversor de potencia.

### 1.3. CLASIFICACIÓN DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS A LA RED

Existen diferentes formas de conexión entre los módulos fotovoltaicos, serie, paralelo o una combinación de ambos. El tipo de conexión usada permite obtener la potencia deseada del sistema fotovoltaico conectado a la red. Debido a esto se realiza una clasificación de los mismos.

**1.3.1 Inversor centralizado (Centralized Inverter):** Esta configuración presenta un único inversor, el cual que permite la conexión entre los módulos fotovoltaicos y la red eléctrica. También es el que controla toda la instalación, el generador fotovoltaico se configura convenientemente para obtener niveles de tensión y potencia adecuados para la entrada del inversor.

La principal desventaja de los inversores centralizados se presenta cuando se exponen a un sombreado parcial, afectando la obtención de su punto de máxima potencia de cada cadena [3].

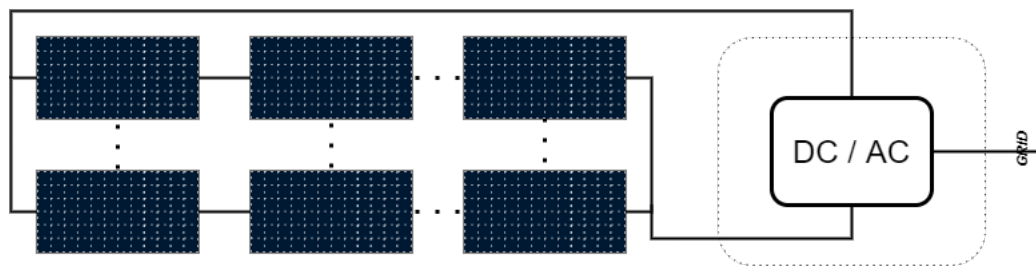


Figura 4: Configuración de inversor centralizado.

**1.3.2 Inversores en cadena (String Inverter)** La configuración tipo String o en cadena está compuesto por una o varias cadenas con módulos fotovoltaicos conectados en serie, empleando un inversor individual para cada cadena. Al usar inversores individualmente

permite mejorar la eficiencia del sistema, ya que se obtiene un MPPT por cadena, reduciendo las pérdidas del sistema fotovoltaico [4].

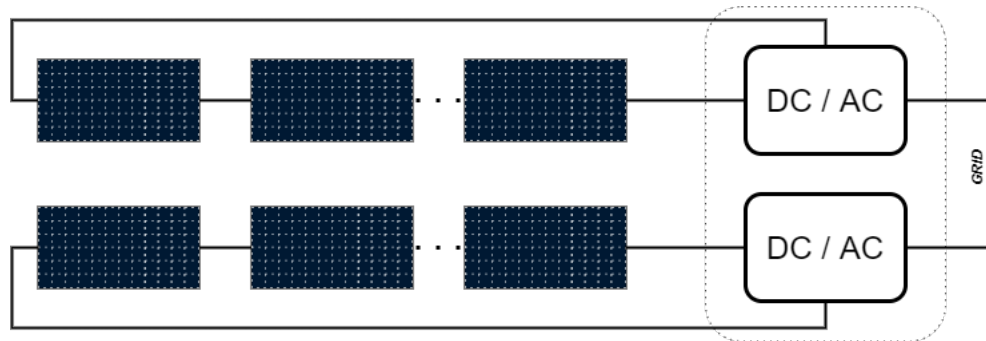


Figura 5: Configuración de inversor String

**1.3.3 Inversores de cadena múltiples (Multi-string Inverter)** Esta configuración es una versión que surge a partir de los inversores de cadena. Se usa un convertidor DC/DC por cadena, y cada convertidor a un único inversor para finalmente conectar a la red. De esta forma se obtiene una mejor eficiencia debido a que en cada cadena el convertidor DC/DC implementa su propio MPPT [3].

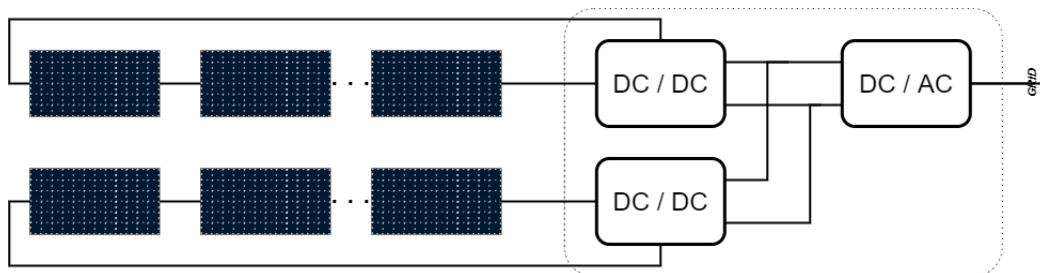


Figura 6: Configuración de inversor Multi-String.

La última categoría de esta clasificación corresponde a los microinversores, tema de trabajo de este proyecto, los cuales se expondrán a continuación.

## 1.4. MICROINVERSORES

Los microinversores son ampliamente usados para implementar sistemas fotovoltaicos conectados a la red en zonas urbanas o cuando la aplicación es de baja potencia (se considera una potencia de alrededor a los 500[W] o menor por microinversor instalado). Generalmente se

emplea un microinversor por máximo uno o dos paneles solares fotovoltaicos. Cada microinversor opera con un algoritmo de control de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) de forma independiente, con lo cual facilita el monitoreo y un mejor aprovechamiento de la potencia del panel.

#### 1.4.1 Microinversores de etapa única (Single-Stage Microinverter)

El microinversor de una etapa eleva el voltaje de DC del módulo fotovoltaico, obtiene la máxima potencia del PV y luego convierte las señales de DC en AC en una misma etapa, como se puede ver en la figura 7. Un microinversor de una etapa realiza tanto el control MPPT como también el control de la corriente inyectada a la red en una sola etapa de procesamiento.

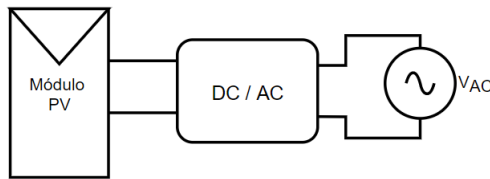


Figura 7: Esquema de microinversores de una etapa.

Generalmente contiene menos componente y tiene un diseño más compacto en comparación con los microinversores de dos etapas. A veces se requieren capacitores electrolíticos de gran tamaño para limitar las ondulaciones de tensión en la entrada de PV, afectando la eficiencia del microinversor. Además, puede ser una tarea desafiante realizar el control en topologías de una sola etapa [4].

Según la presencia de aislamiento galvánico, los microinversores de una etapa pueden clasificarse como:

- 1) Topologías no aisladas de una etapa: Se basan generalmente de los principios de los convertidores tipo boost y Buck-boost.
- 2) Topologías aisladas de una etapa: Se basan principalmente en convertidores tipo flyback y flyback interleaved.

#### 1.4.2 Microinversores de etapa doble (Multi-Stage Microinverter)

Los microinversores de etapa doble se definen en la primera etapa con convertidor DC/DC, el cual tiene como principales tareas, aumentar el voltaje del modulo PV hasta un valor requerido para la segunda etapa y extraer la máxima potencia del PV. En la segunda etapa se encuentra un convertidor de DC/AC como se puede ver en la figura 8. En estos

microinversores ya no se requieren capacitores electrolíticos grandes, por el contrario, tiene capacitancias de desacoplamiento de baja potencia, lo cual aumenta la confiabilidad del microinversor. Además, el control se puede realizar individualmente para cada etapa o sincrónicamente [4].

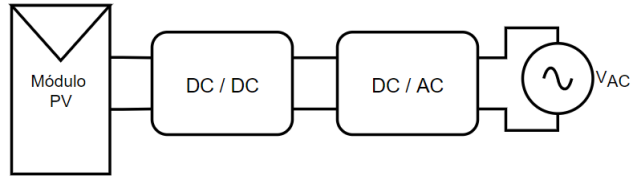


Figura 8: Esquema de microinversores de dos etapas.

Se puede clasificar como:

- 1) Topologías no aisladas de doble etapa: Se basan generalmente de los principios de los convertidores tipo Buck-boost, pueden ser convertidores como el dual boost, sepic, sepic modificado, entre otras.
- 2) Topologías aisladas de doble etapa: Se basan principalmente en convertidores tipo Boost, Dual-Boost, Push-Pull o current-Fed.

## *Capítulo 2*

### *Topologías de microinversores*

En las diversas topologías de microinversores se encuentran topologías de una y dos etapas como se mencionó en el capítulo anterior, sin embargo, entre esa clasificación también existen topologías que pueden o no tener aislamiento galvánico para prevenir que en el sistema existan corrientes no deseadas, y que estas lleguen a afectar los dispositivos que estén conectados a la misma tierra.

En ese sentido, existen topologías de una etapa aisladas y no aisladas, y a su vez topologías de dos etapas aisladas y no aisladas, para llegar a una clasificación mas amplia como lo muestra la Figura 9.

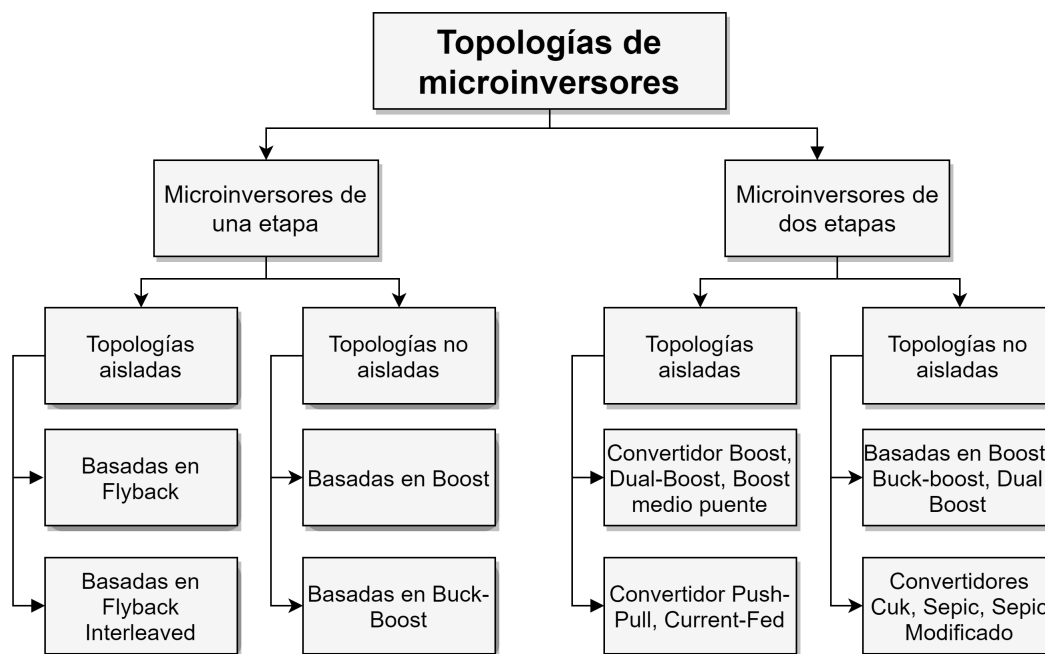


Figura 9: Clasificaciones de microinversores

## 2.1. TOPOLOGÍAS DE MICROINVERSORES AISLADAS

Las topologías de microinversores aisladas de dos etapas generalmente se caracterizan por la presencia de un transformador de alta frecuencia entre la etapa primaria y la secundaria, que garantiza un aislamiento galvánico. Este aislamiento es generalmente usado para prevenir las corrientes de fuga que circulan por las capacitancias parásitas del circuito.

En este tipo de circuitos en los que se encuentran dispositivos semiconductores de conmutación y materiales magnéticos, se genera un ruido al que se le denomina ruido de modo común (noise CM), que básicamente puede ser causado por descargas atmosféricas, operación de interruptores o malas conexiones a tierra, y para el ruido de modo común existen elementos capacitivos o comúnmente llamadas capacitancias parásitas que conectan cada línea de tensión al potencial de tierra como lo muestra la Figura 10.

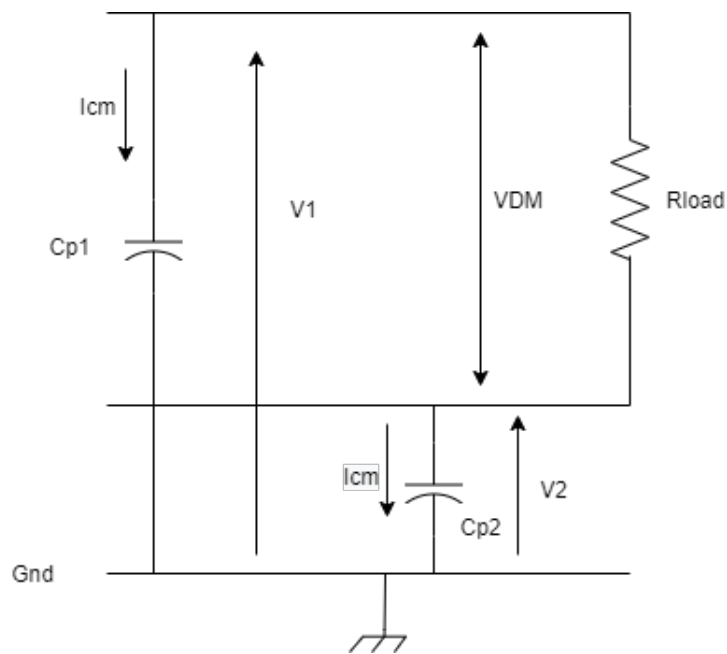


Figura 10: Modelo señal de modo común con capacitancias

En ese sentido, al haber un potencial a través de las capacitancias parásitas referenciadas a tierra, se genera una radiación electromagnética, y esta radiación se le denomina corriente de fuga a tierra. Ya que las capacitancias parásitas son pequeñas, alrededor de los picofaradios, y debido a la presencia de altas frecuencias, la impedancia es pequeña, lo que provoca que dicha corriente vaya a tierra por esa impedancia, representando un peligro para los sistemas eléctricos que se encuentren conectados al mismo potencial de tierra si dicha corriente es de

una magnitud considerable [5].

Por tal motivo, dicho transformador en los microinversores aislados proporciona una capacitancia parásita  $C_{ptr}$ , que conecta el primario con el secundario del transformador como muestra la Figura 11, dicha capacitancia ayuda a bloquear el ruido de modo común para que no pase a la etapa DC/DC ubicada en la parte primaria del transformador.

Esto se hace posible ya que el valor de dicha capacitancia es pequeña, lo que provoca que la impedancia capacitiva sea grande para la mayoría de señales de ruido de modo común, y por ende se anulan las posibles corrientes de fuga de alta y baja frecuencia con el transformador y el filtro de salida. Si no se presenta aislamiento galvánico, la alta capacitancia parásita entre la célula fotovoltaica y el marco metálico conectado a tierra provoca grandes corrientes de fuga [6].

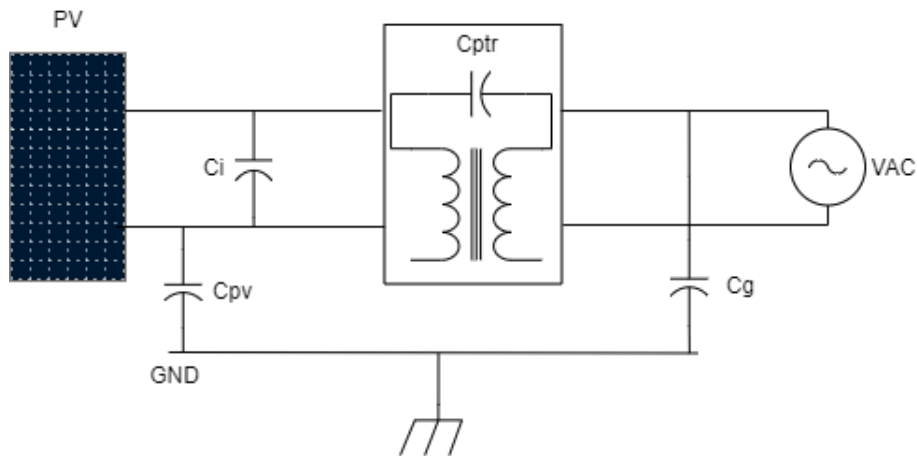


Figura 11: Capacitancias parásitas con aislamiento galvánico en sistema fotovoltaico aislado

Uno de los inconvenientes o desventajas de los microinversores aislados es debido al transformador, ya que representa un costo adicional en el microinversor y a su vez presenta una reducción en la eficiencia del mismo debido a las pérdidas causadas por el transformador, también es menos compacto respecto a los microinversores no-aislados.

En el diseño de microinversores generalmente se desea que sea compacto, con los menos componentes posibles, para que el dispositivo pueda ser equipado para cada módulo fotovoltaico sin problema y pueda ser usado en una implementación práctica a gran escala. Se podría

hacer más compacto aumentando la frecuencia de conmutación y así reducir el tamaño del transformador.

Normalmente la máxima eficiencia alcanzada por microinversores aislados de una etapa es alrededor de 94% y 96.2% para topologías aisladas de 2 etapas, siendo estas eficiencias menores a las encontradas en topologías no aisladas [4].

Entre las topologías que se encuentran en la literatura de microinversores aislados están basadas principalmente en convertidores single flyback o interleaved flyback para topologías de una etapa, y convertidores tipo Boost, Dual-Boost en cascada con inversores Half Bridge o Full Bridge en topologías de dos etapas como muestra la figura 9 [4].

El aislamiento en estas topologías de dos etapas lo da el convertidor DC-DC. Los convertidores Boost o Dual-Boost, presentan el aislamiento galvánico entre su entrada y su salida por medio de un transformador de alta frecuencia, generalmente dicho transformador sustituye al inductor que poseen los convertidores DC/DC no aislados. En ese sentido la relación del transformador en estos convertidores se eligen de acuerdo a las características que se deseen, y a su vez se escoge el valor de inductancia del convertidor.

En la literatura existen algunos ejemplos de estos microinversores, uno de ellos es el propuesto por Huang-Jen Chiu [7], donde se tiene un microinversor de dos etapas, en la primera se tiene un convertidor tipo Dual boost con aislamiento galvánico y un inversor Full Bridge para la segunda etapa como lo muestra la figura 12.

De igual forma se tiene un microinversor propuesto por Woo-Jun Cha [8], en donde se tiene un microinversor de dos etapas, en la primera etapa se presenta un convertidor tipo Boost con aislamiento galvánico entre su entrada y su salida, y un inversor single-switch o flyback para su segunda etapa.

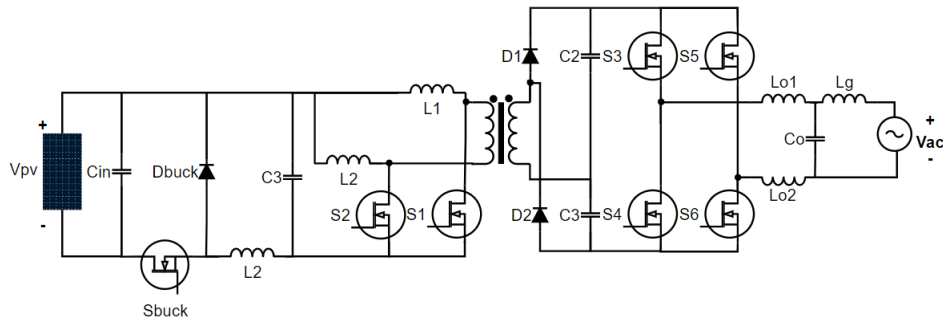


Figura 12: Topología aislada de dos etapas basada en convertidor Dual Boost

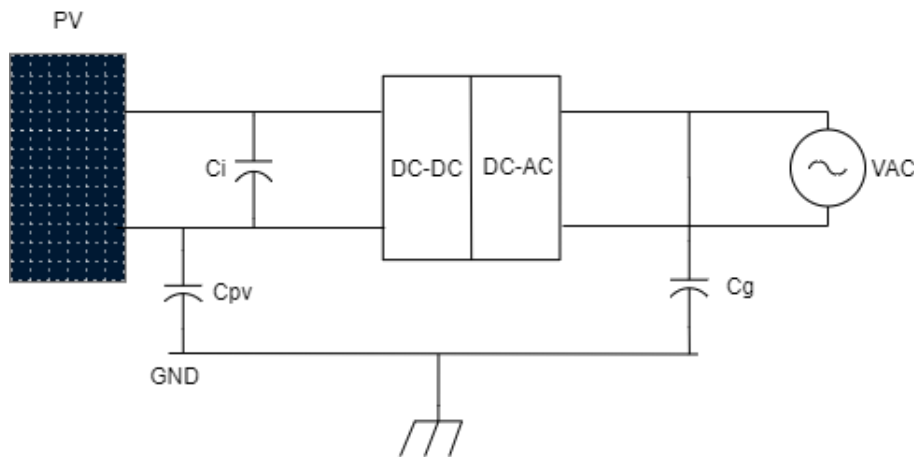
## 2.2. TOPOLOGÍAS DE MICROINVERSORES NO-AISLADAS

En la literatura se encuentran también topologías de microinversores no-aisladas, este tipo de topologías a diferencia de las de la sección anterior, no cuentan con un transformador de alta frecuencia que separa al módulo fotovoltaico, esta es la principal diferencia entre ese tipo de topologías.

Al no contar con el transformador, las topologías no aisladas son susceptibles a corrientes de fuga a través de capacitancias parásitas a tierra, y por supuesto más susceptible a ruido de modo común, el cuál se representó en la figura 10 [9].

No obstante, muchas investigaciones se han centrado en el análisis de topologías no aisladas, esto es debido a su mayor eficiencia, un sistema más compacto, un menor costo, menores pérdidas a comparación de las topologías aisladas basadas en transformadores. En la figura 13 se representa el modelo del microinversor con las capacitancias parásitas presentadas en el microinversor no aislado.

Figura 13: Capacitancias parásitas en sistema FV No-aislado



Las eficiencias que se han presentado en topologías no aisladas están alrededor de 96 % y 98 % dependiendo del tipo de modulación a usar, y a su vez dependiendo de los circuitos de conversión usados. Las topologías que recientemente más se han venido usando para microinversores no aislados son el convertidor tipo boost, SEPIC, entre otros, para la etapa de elevación; y el inversor de puente completo, entre otros, para la etapa de inversión [10].

Para mejorar la eficiencia del microinversor no aislado de doble etapa es preciso encontrar una topología de convertidor DC/DC de alta eficiencia y alta ganancia, y una topología de inversor de alta eficiencia y confiabilidad. A su vez, para la mejora respecto a las corrientes de fuga y ruido de modo común presentados en el microinversor es necesario implementar el diseño de topologías de inversor con bajo ruido de modo común, alta eficiencia y bajo costo.

Finalmente en el presente trabajo de investigación, se optó por escoger topologías de microinversores no aisladas, debido a las razones anteriormente presentadas como mayor eficiencia, mayor compactidad y un costo reducido respecto a los microinversores aislados. Respecto al ruido de modo común y corrientes de fuga que tienen estas topologías, en la literatura se presentan mejoras respecto a ello, si se utiliza en la etapa de inversión, topologías de inversores de bajo ruido de modo común con buena eficiencia.

En un capítulo posterior de este trabajo de grado se presenta una revisión de varias topologías inversoras, escogiéndose la que presenta mejoras respecto al ruido de modo común, bajo costo, y su eficiencia sea igualmente alta.

## 2.3. TOPOLOGÍAS DE CONVERTIDORES DC/DC

Como se mencionó en la sección 1.2.2, la función de los convertidores DC/DC es elevar o disminuir la tensión de entrada de acuerdo a la necesidad de la aplicación.

El uso de convertidores DC/DC con alta ganancia de tensión son usados cada vez más en muchas aplicaciones de electrónica de potencia. Los convertidores juegan un papel importante en los sistemas basados en energía renovable, y esto se debe a fuentes como paneles solares fotovoltaicos (PV) individuales, que producen un voltaje de salida bajo en un rango aproximado de 20-40[V], para tecnologías de paneles monocristalino, y debe incrementarse generalmente entre 200-400[V] para sistemas conectados a la red. En este proyecto de grado es requerido un convertidor que tenga características de alta ganancia, bajo costo y a su vez cuente con una buena eficiencia.

En la presente sección se realiza una revisión bibliográfica de diferentes topologías de convertidores elevadores y se selecciona la que cuente con las mejores características de alta ganancia con un ciclo útil bajo, baja tensión de conmutación, bajo costo y buena eficiencia [11].

### 2.3.1 Convertidor DC/DC tipo Boost

El convertidor elevador es comúnmente usado en muchos circuitos electrónicos en la actualidad, este convertidor generalmente es

usado para convertir un voltaje de entrada a un voltaje de salida regulado de mayor magnitud.

Como muestra la Figura 14, esta topología de convertidor está compuesto por un interruptor conmutado, generalmente un transistor MOSFET, BJT o IGBT, tiene presente un diodo que debe ser de respuesta rápida para minimizar el fenómeno de recuperación inversa presente ante la conmutación de alta frecuencia, y finalmente un filtro de salida que permite reducir el rizo de la tensión para alimentar una carga conectada al convertidor [12].

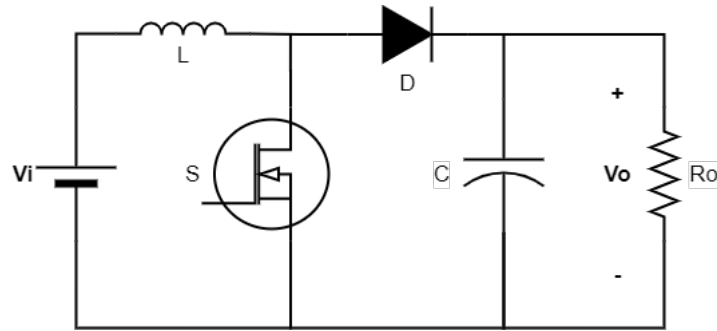


Figura 14: Circuito convertidor tipo Boost

El diodo es polarizado en inversa cuando el interruptor S se encuentra encendido (ON) durante un intervalo de tiempo  $T_{on}$ , lo que provoca que no circule corriente por el mismo, y durante ese periodo de tiempo la bobina almacena energía entregada por la fuente, y la energía almacenada en el condensador es entregada a la carga. Una vez el interruptor esté cerrado (OFF) durante un tiempo  $T_{off}$ , el diodo se polariza en directa, permitiendo que fluya corriente por el mismo y, la energía almacenada por el inductor durante el intervalo de tiempo  $T_{on}$ , sea entregada al condensador durante este otro intervalo [12].

El convertidor cuenta con dos modos de operación, modo de operación continuo y modo de operación discontinuo, en el primero la corriente no cae a cero en operación en régimen permanente, y en el segundo la corriente tiene un valor de cero, durante una fracción de tiempo en cada periodo.

La relación entrada - salida de voltaje esta dada por (2.1), la cual presenta una total dependencia del ciclo de trabajo D, y se obtuvo analizando el convertidor en su modo de operación continuo [13].

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.1)$$

El convertidor Boost es muy popular en muchas de las aplicaciones de baja elevación, esto se debe a que dentro de sus características principales cuenta con una estructura simple que facilita su diseño, igualmente es un convertidor que presenta un control simple respecto a las nuevas topologías de convertidores introducidas en la literatura.

Sin embargo, la necesidad de un ciclo de trabajo más elevado para un aumento moderado de voltaje en la carga representa serias limitaciones en este convertidor.

La eficiencia del convertidor Boost se encuentra seriamente comprometida cuando se desea obtener una ganancia muy alta, debido a que para lograr dicha ganancia es necesario que opere con un ciclo de trabajo extremo, presentándose grandes pérdidas en el interruptor de encendido S [12, 13].

Otra de las principales desventajas del convertidor Boost convencional presentado, es la tensión de conmutación, dicha tensión que existe en el interruptor S es igual a la tensión de la salida, es decir, si el voltaje de salida es  $150[V]$  la tensión en el interruptor es igualmente  $150[V]$  durante el intervalo  $T_{off}$ , afectando directamente la eficiencia y sobre todo el tiempo de vida del convertidor que sería menor que otro convertidor con menor tensión de conmutación en S.

**2.3.2 Convertidor DC/DC tipo Boost de doble ganancia** El convertidor de doble ganancia o doble tensión es usualmente usado en aplicaciones de alta ganancia. Es un convertidor que posee una estructura simple, está compuesto básicamente por convertidores intercalados (*interleaved*) boost con un capacitor entre el interruptor S2 y la salida, comúnmente llamado capacitor  $C_{lamp}$  [14].

Como se aprecia en la Figura 15, el convertidor cuenta con un capacitor de entrada que reduce la ondulación de tensión, cuenta con dos bobinas  $L_1$  y  $L_2$ , dos interruptores de conmutación S1 y S2, dos diodos de paso  $D_1$  y  $D_2$ , un capacitor de salida  $C_o$  que filtra la tensión de salida que alimenta la carga y un capacitor  $C_1$ .

El funcionamiento del convertidor se basa en el modo de apagado o encendido de los interruptores. Cuando los interruptores S1 y S2 están encendidos, el voltaje de entrada  $V_i$  se presenta entre las inductancias  $L_1$  y  $L_2$ , lo que provoca que dichas inductancias empiecen a almacenar energía, para luego entregarla, los diodos  $D_1$  y  $D_2$  están polarizados en inversa por

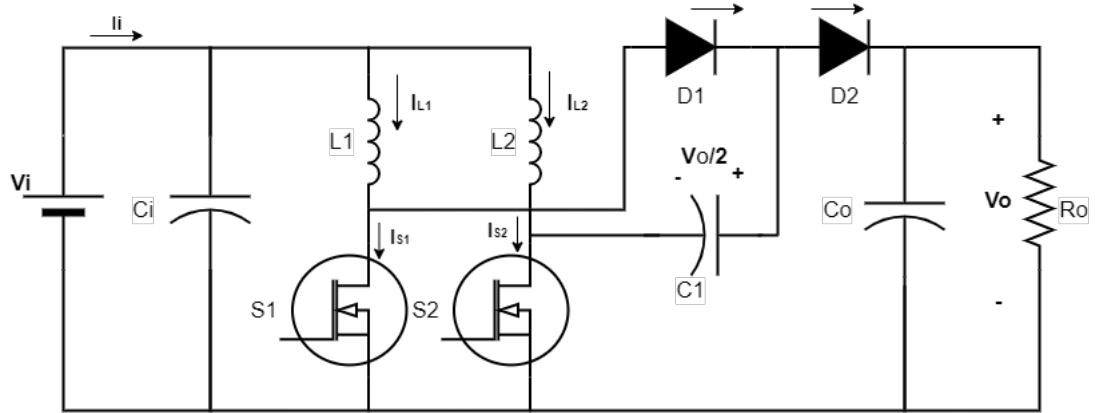


Figura 15: Circuito convertidor tipo Boost de doble ganancia

tal motivo están abiertos y la corriente que los atraviesa es aproximadamente cero [15].

En un intervalo de tiempo mas adelante, el interruptor \$S\_1\$ se apaga mientras que el interruptor \$S\_2\$ permanece encendido, la corriente de la inductancia \$L\_1\$, hace que conduzca el diodo \$D\_1\$, y la inductancia \$L\_2\$ libera la energía almacenada anteriormente para entregarla al capacitor \$C\_1\$ y cargarlo, la inductancia \$L\_1\$ en este periodo de tiempo sigue almacenando energía. [14]

En el siguiente intervalo, el interruptor \$S\_1\$ pasa a ON y el interruptor \$S\_2\$ a OFF. La corriente de la inductancia \$L\_2\$ provoca que el diodo \$D\_2\$ se polarice en directa y conduzca para que la inductancia \$L\_2\$ y el condensador \$C\_1\$ liberen la energía almacenada al capacitor de salida \$C\_o\$ y lo cargan.

Este convertidor puede alcanzar una relación de voltaje alta con un ciclo de trabajo bajo. En la figura 24 se visualiza la curva de ganancia del convertidor, que comparado con el convertidor convencional boost mostrado anteriormente, el convertidor de doble ganancia tiene mejoras en la necesidad de tener un ciclo útil menor para obtener una mayor elevación de ganancia. Por tal motivo, este convertidor comparado con el boost convencional reduce las pérdidas por conducción del interruptor, mejorando la eficiencia del convertidor [15].

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{2}{1-D} \quad (2.2)$$

En la ecuación (2.2) se puede observar la relación de tensiones de entrada y salida, respecto al ciclo de trabajo, de ella se tiene que para un ciclo de trabajo cercano a cero, el convertidor presenta una ganancia alrededor del doble, de ahí el nombre de *double voltage*, y para ciclos de

trabajo mayores a cero, la ganancia que presenta el convertidor es mucho mayor partiendo de 2.

La tensión de conmutación que presenta este convertidor es la mitad de la tensión de salida, que comparada con el convertidor boost convencional presenta serias mejoras, en ese sentido, los interruptores presentan menos pérdidas y mayor eficiencia [14, 15].

Una de las desventajas que presenta el convertidor tiene que ver con el número de componentes que posee, ya que a diferencia del Boost convencional el convertidor de doble ganancia cuenta con un interruptor de más, lo que provoca un aumento en las pérdidas del circuito y por ende se puede comprometer la eficiencia del mismo. A su vez, en términos de control, se hace un poco más tedioso que el convertidor Boost convencional, debido a que es una señal más de control con la que cuenta.

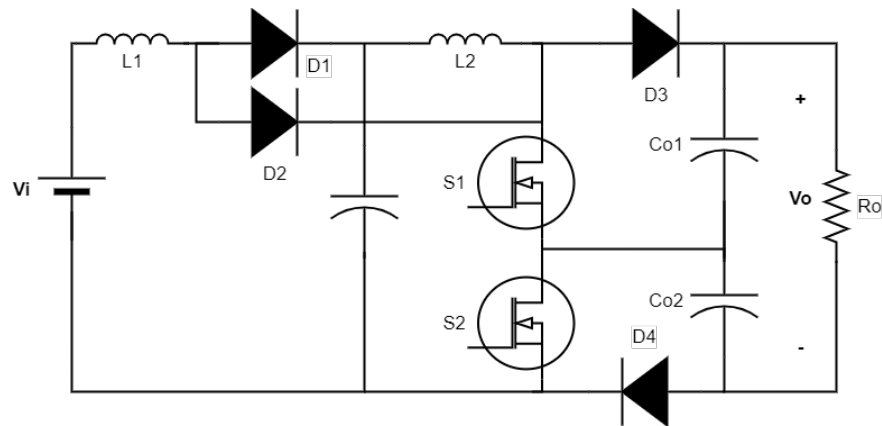
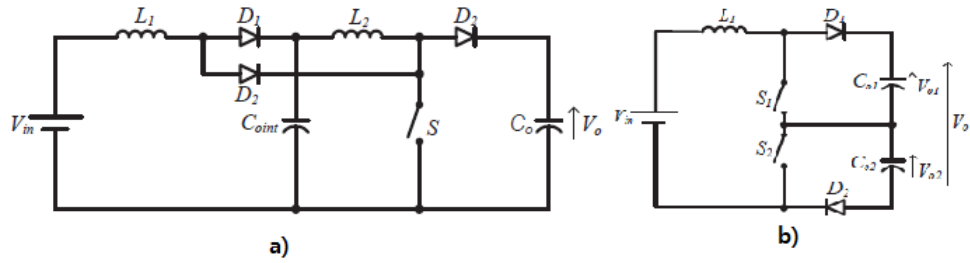


Figura 16: Circuito convertidor propuesto por la universidad Santa Catarina de Brasil

### 2.3.3 Propuesta de convertidor DC/DC por Universidad Santa Catarina Brasil

La presente topología de convertidor propuesta por la Universidad Santa Catarina de Brasil, se basa en la utilización o unión de dos topologías tipo Boost diferentes, una de ellas es el convertidor Boost de tres niveles (*Three-level Boost converter*) como se muestra en la figura 17(a), y la otra es el *Single Switch Quadratic Boost converter* mostrado en la figura 17(b). [16]

La figura 16 muestra la topología de convertidor propuesto, este convertidor presenta una ganancia estática como función del ciclo útil  $D$  visualizada en las ecuaciones (2.4) y (2.3), y el máximo voltaje de conmutación de ambos interruptores ( $S1-S2$ ) es la mitad de la tensión de salida, lo que conlleva como se ha mencionado en los convertidores anteriores a una mejora en



Fuente: [16]

Figura 17: Convertidor *Boost Single Switch Quadratic* (a) y convertidor *Boost Three Level* (b)

la eficiencia debido a menores pérdidas por conmutación.

Una de las características de esta topología es que debido a la existencia de los dos capacitores a la salida, el voltaje que se entrega a la carga está equilibrado, esto evita el daño de los interruptores y a su vez, permite la conexión de inversores con divisor de voltaje capacitivo. La corriente que fluye a través de los interruptores es alta, debido a que es la suma de las corrientes de las bobinas  $L_1$  y  $L_2$ .

El funcionamiento del presente convertidor se basa en una estrategia de control PWM por desplazamiento de fase, en ese sentido, en dicha modulación se generan dos pulsos con un retraso de  $180^\circ$  entre ellos.

Igualmente en el análisis del presente convertidor se presenta el funcionamiento en corriente continua para los inductores [16].

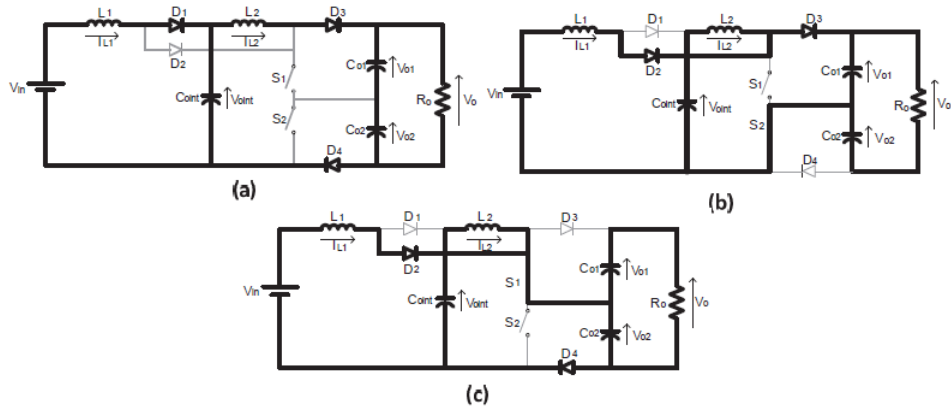
En la literatura este convertidor se investigó para dos modos de trabajo o dos regiones de operación y en cada una se genera una función de transferencia correspondiente de acuerdo al tiempo de activación de los interruptores.

❖ Cuando el ciclo de trabajo  $0 < D \leq 0,5$

La ecuación (2.3) modela el comportamiento de la región 1.

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

Tiene una ganancia máxima de 2 cuando  $D$  es 0.5, y a partir de allí, empieza a disminuir, por ende es necesario una segunda región que modele el comportamiento y se obtenga una ganancia mayor a 2 para el convertidor.



Fuente: [16]

Figura 18: Estados del convertidor para  $D < 0.5$

En la figura 18, se observa la secuencia de activación de los interruptores S1 y S2 para la primera región.

Para un período de tiempo  $[t_o-t_1]$ :

Los interruptores S1 y S2 están apagados (off), figura 18(a), la energía almacenada en los inductores es entregada al capacitor correspondiente y entregada a la carga, descargándose así las bobinas y disminuyendo su corriente.

Para un período de  $[t_1-t_2]$ :

El interruptor S2 se enciende y el interruptor S1 permanece en estado off, figura 18(b), el diodo  $D_2$  empieza a conducir y los diodos  $D_1$  y  $D_4$  se polarizan en inversa dejando de conducir, por tanto los inductores  $L_1$  y  $L_2$  empiezan a almacenar energía.

Para un período de  $[t_2-t_3]$ :

El interruptor S2 vuelve a estado off y S1 se mantiene en estado off, figura 18(a), obteniéndose el mismo principio de funcionamiento que en el intervalo  $[t_o-t_1]$ .

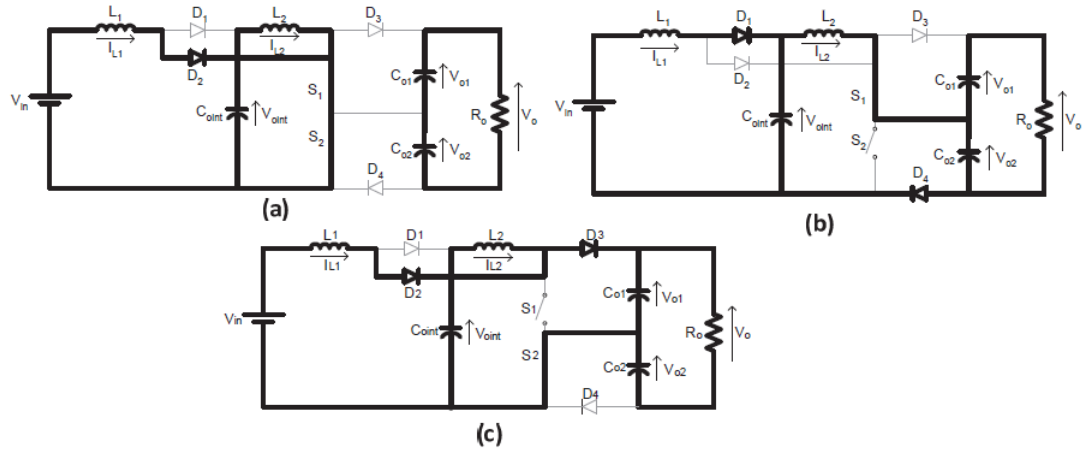
Última etapa de operación para un período de tiempo  $[t_3-t_4]$ :

Donde S1 pasa a un estado ON y S2 permanece en off, figura 18(c), el diodo  $D_2$  empieza a conducir y el diodo  $D_3$  se polariza en inversa, la energía en esta etapa es transferida de la fuente a la carga.

❖ Cuando  $0.5 \leq D < 1$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{2(1-D)^2} \quad (2.4)$$

La ecuación 2.4 modela la región 2, donde claramente presenta una ganancia máxima, y presenta continuidad con la ecuación de la primera región, ya que cuando  $D$  es 0.5, la ganancia en ambas ecuaciones es 2.



Fuente: [16]

Figura 19: Estados del convertidor para  $D > 0.5$

En la figura 19 se observa la operación de encendido de los interruptores para  $D > 0.5$ , donde:

Para un período de tiempo  $[t_0-t_1]$ :

Los dos interruptores están en ON y los diodos  $D_1, D_3$  y  $D_4$  se polarizan en inversa figura 19(a), durante este período los inductores  $L_1$  y  $L_2$  almacenan energía, y los condensadores  $C_{o1}$  y  $C_{o2}$  entregan energía a la carga.

En el siguiente periodo  $[t_1-t_2]$ :

El interruptor  $S_2$  pasa a un estado off y el diodo  $D_4$  es polarizado en directa figura 19(b), la energía almacenada en la inductancias es transferida a los condensadores, la energía a su vez esta siendo transferida de la fuente a la carga, también se observa que la tensión que soporta  $S_2$  es igual a  $\frac{V_o}{2}$ .

En el periodo  $[t_2-t_3]$ :

El interruptor S2 pasa a un estado ON nuevamente, el interruptor S1 se mantiene encendido, y nuevamente los capacitores  $C_{o1}$  y  $C_{o2}$  transfieren la energía a la carga como en el período  $[t_o-t_1]$ , figura 19(a).

Finalmente, en un intervalo de  $[t_3-t_4]$ , el interruptor S1 pasa a un estado off, el interruptor S2 se mantiene en ON y el diodo  $D_4$  es polarizado en inversa, figura 19(c), la energía almacenada en los inductores es transferida a la carga, el voltaje a través del interruptor S1 es igual a  $\frac{V_o}{2}$ .

Como se observa, el funcionamiento de este convertidor, presenta una mejora en términos del voltaje que sostienen los interruptores, ya que es la mitad de la tensión de salida, esto es bueno en términos de eficiencia y vida útil del convertidor [16].

Una de las desventajas de dicha topología es que presenta una función de transferencia de alto orden y por ende aumenta la complejidad en términos de control, igualmente requiere un lazo de control adicional para equilibrar el voltaje de los condensadores que componen el filtro de salida.

En ese sentido, para esta topología se opta por tomar los valores de los capacitancias de salida  $C_{o1}$  y  $C_{o2}$  de igual valor.

Debido a que presenta dos regiones de operación en donde cada una es representada por ecuaciones distintas haciendo que el control del convertidor sea más complejo, ya que para ciclos útiles menores a 0.5, se requiere una secuencia de conmutación diferentes que para ciclos útiles mayores a 0.5 [16].

**2.3.4 Convertidor DC/DC SEPIC:** La topología de convertidor SEPIC (*Single Ended Primary Inductance Converter*) permite que el voltaje en su salida sea mayor, menor o igual al de su entrada, de acuerdo al valor del ciclo de trabajo.

Se distingue por ser un convertidor elevador seguido de un convertidor reductor, tiene la ventaja de no requerir invertir de polaridad de la salida, es decir, la salida tiene la misma polaridad de la tensión de entrada [15].

Como se aprecia en la figura 20, este convertidor consta de 4 elementos pasivos, 2 inductores, uno de ellos ayuda a filtrar los armónicos no deseados de la corriente de entrada, 2 capacitores, estos elementos intercambian energía con el fin de convertir el voltaje de entrada a otro en la salida, por tanto dicho convertidor es de orden cuatro, igualmente consta de un interruptor S1 por medio del cual es controlada la energía que se intercambia y un diodo [17].

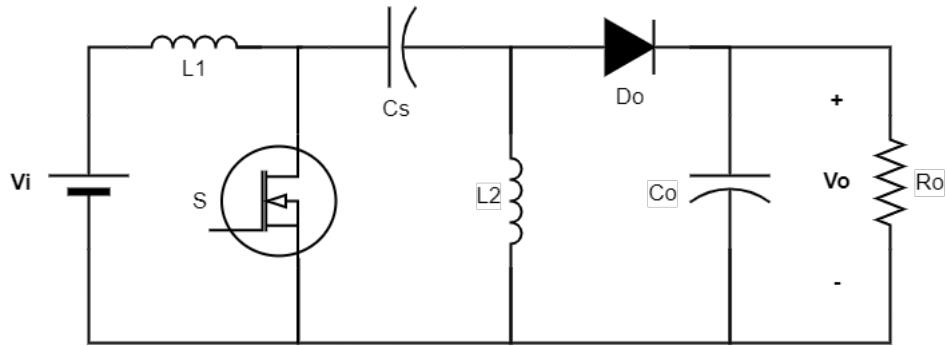


Figura 20: Circuito convertidor SEPIC

El principio de funcionamiento del SEPIC se basa en una generación de pulsos enviados al MOSFET, con los cuales se varía el nivel de tensión que se desea, en ese sentido se realiza un análisis en modo de conducción continua.

Durante un periodo de tiempo  $t_{on}$ , el interruptor S1 se encuentra en estado ON, por tanto el diodo  $D_o$  queda polarizado en conducción inversa, lo que provoca que no se conduzca corriente por el mismo, la inductancia  $L_1$  se carga con la fuente, creciendo linealmente la corriente que pasa por ella, la inductancia  $L_2$  empieza a almacenar energía igualmente por medio del capacitor  $C_s$ , y la energía almacenada en el capacitor  $C_o$  es transferida a la carga [18].

Durante el tiempo apagado  $t_{off}$ , el interruptor S1 pasa a un estado off, lo que provoca que el diodo  $D_o$  se encuentre en conducción directa, la energía almacenada en el inductor  $L_1$  es transferida al capacitor  $C_s$  y la energía almacenada en el inductor  $L_2$  es transferida al capacitor  $C_o$  y por ende a la carga.

En el presente convertidor cuanto mayor sea el ciclo de trabajo mayor será la tensión de salida, esto es debido a que cuanto mayor sean cargados los inductores, mayor energía será transferida.

Una vez analizado el circuito en modo de conducción continua se puede hallar su función de transferencia.

La ecuación (2.5) describe la ganancia de tensión, la cuál depende del ciclo de trabajo.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1 - D} \quad (2.5)$$

La relación entre la tensión de salida y el ciclo de trabajo se comporta de la siguiente

forma: Si  $V_o < V_i$ , se tiene  $D < 0.5$ .

Si  $V_o = V_i$ , se tiene  $D = 0.5$ .

Si  $V_o > V_i$ , se tiene  $D > 0.5$ .

Por tanto, si el ciclo de trabajo es menor a 0.5, el convertidor se comporta como un reductor, y si el ciclo de trabajo es mayor a 0.5 el convertidor se comporta como un elevador [16,17].

Una de las desventajas del convertidor SEPIC es que el voltaje de conmutación en el interruptor S1 es igual a la suma de los voltajes del capacitor y de la salida, lo que se traduce en una alta tensión de conmutación, la cual afecta la eficiencia y la vida útil del convertidor, a su vez la ganancia de este convertidor es menor que la del convertidor Boost convencional [16].

**2.3.5 Convertidor DC/DC SEPIC modificado:** El convertidor SEPIC modificado como su nombre lo indica, se basa en la topología SEPIC con una modificación al convertidor.

Se basa en agregar dos componentes, el diodo  $D_m$  y el capacitor  $C_m$ , como se presenta en la figura 21. Muchas características operativas del convertidor SEPIC convencional cambian al realizar esta modificación, ya que se eleva la ganancia del convertidor. El capacitor  $C_m$  se carga con la tensión de salida del convertidor boost convencional y resulta aquí una nueva etapa haciendo que aumente la ganancia de salida [19, 20].

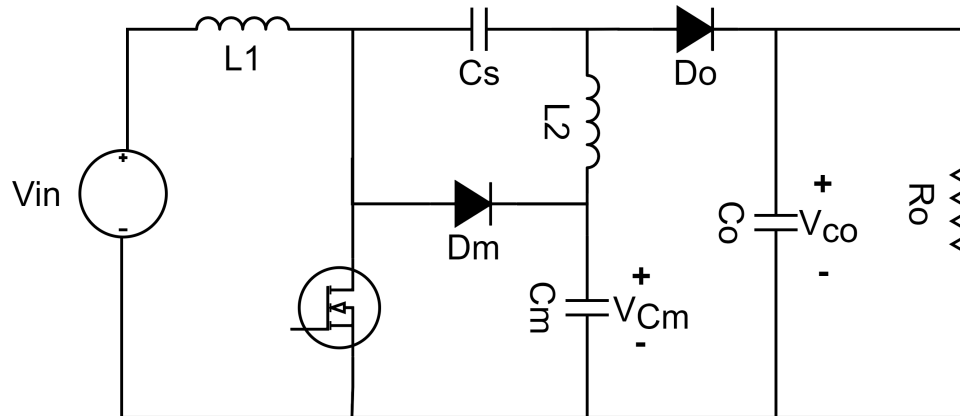


Figura 21: Convertidor SEPIC modificado

La relación salida entrada se puede ver en la ecuación (2.6).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 + D}{1 - D} \quad (2.6)$$

❖ MODOS DE OPERACIÓN:

A continuación, se muestran los modos de operación del convertidor SEPIC modificado. La topología tiene dos modos de funcionamiento, que son cuando el interruptor S está abierto y cuando el interruptor S está cerrado.

La ecuación que relaciona la tensión con el ciclo útil se obtiene cuando el interruptor se abre y se cierra.

El modo de funcionamiento del convertidor se puede analizar observando el comportamiento de cada componente en condiciones de estado estacionario. Todos los componentes se consideran en condiciones ideales. También se supone que la tensión en el capacitor es constante durante un período de conmutación y el convertidor funciona en modo de conducción continua CCM (o la corriente del inductor  $I_{L1}$  e  $I_{L2}$  no cae a cero en régimen permanente) [19,21].

Se empieza analizando cuando el interruptor S está abierto, es decir en un tiempo  $t_{off}$ .

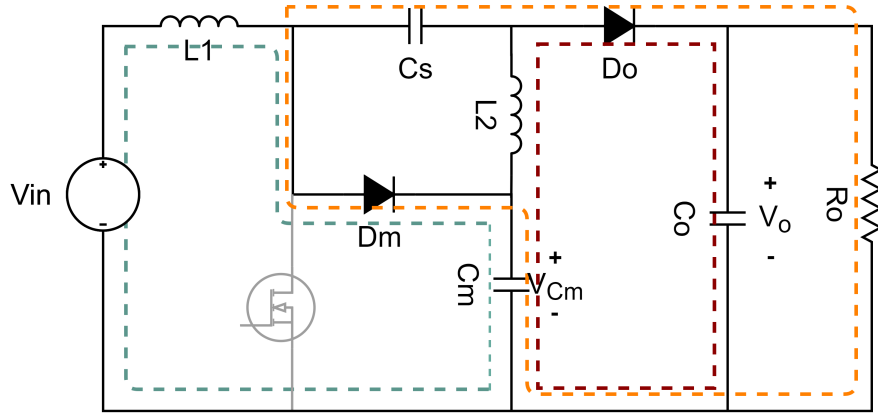


Figura 22: Modo de operación S abierto  $t_{off}$

En el momento en el que el interruptor S está abierto, el diodo  $D_m$  y  $D_o$  están en condición de polarización directa. La corriente del voltaje de entrada fluye a través del inductor  $L_1$  para cargar el capacitor  $C_m$ , y luego a la carga  $R_o$  a través del inductor  $L_2$  y el diodo  $D_o$ . El inductor  $L_1$  se descarga para cargar el condensador  $C_m$ . Esta condición da como resultado que el voltaje en el condensador  $C_m$  es igual a la suma del voltaje de entrada y el voltaje a

través del inductor  $L_1$ .

Además del proceso de descarga en el inductor  $L_1$ , también hay un proceso de descarga en el inductor  $L_2$ , lo que provoca la transferencia de energía a la carga  $R_o$ . La condición de descarga también ocurre en el condensador  $C_s$ , lo que hace que el voltaje en el inductor  $L_2$  sea igual al voltaje de  $V_{CS}$  [20].

A partir de los tres lazos indicados en la figura 23 se obtienen las siguientes ecuaciones:

De la maya color azul:

$$-V_{in} - V_{L1,t_{off}} + V_{CM} = 0$$

$$V_{L1,t_{off}} = V_{CM} - V_{in}$$

La tensión en un inductor por definición equivale a  $V_L = L * \frac{\Delta I_L}{t}$ , entonces

$$L_{1,t_{off}} * \frac{\Delta I_{L1}}{t_{off}} = V_{CM} - V_{in}$$

Despejando  $\Delta I_{L1}$  se tiene

$$\Delta I_{L1} = (V_{CM} - V_{in}) * \frac{t_{off}}{L_{1,t_{off}}} \quad (2.7)$$

De la maya color vinotinto:

$$-V_{CM} + V_o - V_{L2,t_{off}} = 0$$

Despejando  $V_{L2,t_{off}}$

$$V_{L2,t_{off}} = V_o - V_{CM}$$

Por definición la tensión de un inductor, entonces

$$L_{2,t_{off}} * \frac{\Delta I_{L2}}{t_{off}} = V_o - V_{CM}$$

Despejando  $\Delta I_{L2}$  se tiene

$$\Delta I_{L2,t_{off}} = (V_o - V_{CM}) * \frac{t_{off}}{L_{2,t_{off}}} \quad (2.8)$$

La última maya corresponde a la indicada en color durazno

$$-V_{CM} + V_o - V_{CS} = 0$$

Al despejar  $V_{CS}$  se obtiene la ecuación (2.9), completando las tres ecuaciones para este primer modo de operación

$$V_{CS} = V_o - V_{CM} \quad (2.9)$$

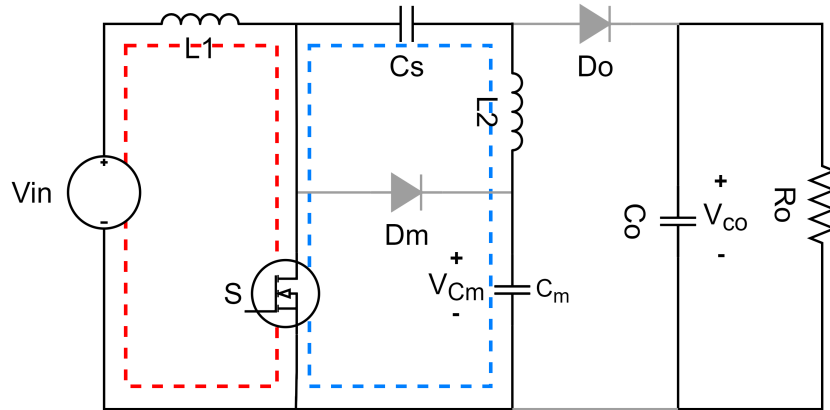


Figura 23: Modo de operación S cerrado - ton

A continuación se analiza cuando el interruptor S está cerrado, es decir en un tiempo  $t_{on}$ .

En el momento en que se cierra el interruptor S, el diodo  $D_m$  y  $D_o$  pasan a condición de polarización inversa. El flujo de voltaje de entrada fluirá a través del inductor y el interruptor, y luego regresará hacia la fuente de voltaje  $V_{in}$ . En este modo, el inductor  $L_1$  se está cargando de modo que la magnitud del voltaje de entrada valdrá lo mismo que el voltaje a través del inductor  $L_1$ . Además de experimentar la condición de carga en el inductor  $L_1$  por el voltaje de entrada, también está cargando el inductor  $L_2$  y el condensador  $C_s$  por el condensador  $C_m$ , ya que éste se encuentra previamente cargado.

La corriente suministrada desde el capacitor  $C_m$  fluye a través del interruptor S. En esta condición, la cantidad de voltaje a través del capacitor  $C_m$  es igual a la suma del voltaje a través del inductor  $L_2$  y el capacitor  $C_s$  y la energía almacenada en el capacitor  $C_o$  es entregada a la carga  $R_o$  [19, 20].

A partir de estas mayas se obtienen las siguientes ecuaciones:

De la maya color rojo

$$V_{L1,t_{on}} - V_{in} = 0$$

$$L_{1,t_{on}} * \frac{\Delta I_{L1}}{t_{on}} = V_{in}$$

$$\Delta I_{L1} = V_{in} * \frac{t_{on}}{L_{1,t_{on}}} \quad (2.10)$$

De la maya color azul se tiene

$$-V_{CS} - V_{L2,t_{on}} + V_{CM} = 0$$

$$V_{L2,t_{on}} = V_{CM} - V_{CS}$$

$$L_{2,t_{on}} * \frac{\Delta I_{L2}}{t_{on}} = V_{CM} - V_{CS}$$

$$\Delta I_{L2} = (V_{CM} - V_{CS}) * \frac{t_{on}}{L_{2,t_{on}}} \quad (2.11)$$

Igualando las ecuaciones (2.7) y (2.10) se obtiene la relación  $V_{CM}/V_{in}$

$$V_{in} * (t_{off} + t_{on}) = V_{CM} * t_{off}$$

$$\frac{V_{CM}}{V_{in}} = \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} = \frac{T}{(1-D)T} = \frac{1}{1-D} \quad (2.12)$$

Donde  $t_{off} = (1-D)T$

$$\frac{V_{CM}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (2.13)$$

Igualando ecuaciones (2.11) y (2.8), entonces

$$V_{CM}(t_{off} + t_{on}) = V_{CS}t_{on} + V_o t_{off} \quad (2.14)$$

Reemplazando  $V_{CS} = V_o - V_{CM}$  ecuación (2.9) en (2.14)

$$V_{CM}(t_{off} + 2t_{on}) = V_o(t_{on} + t_{off})$$

$$\frac{V_o}{V_{CM}} = \frac{2t_{on} + t_{off}}{t_{on} + t_{off}} \quad (2.15)$$

Con  $t_{off} = T - t_{on}$  y  $t_{on} = DT$  se reemplaza (2.15)

$$\frac{V_o}{V_{CM}} = \frac{DT + T}{T} = 1 + D \quad (2.16)$$

Multiplicando (2.12) y (2.16)

$$\frac{V_{CM}}{V_{in}} * \frac{V_o}{V_{CM}} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{(1 - D)} * (1 + D)$$

Obteniendo la ecuación (2.17), donde se relaciona el ciclo de trabajo con las tensiones de entrada y salida del convertidor SEPIC modificado.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 + D}{1 - D} \quad (2.17)$$

Se toman las ecuaciones (2.1), (2.2), (2.4), (2.5) y (2.17) correspondientes a las ganancias de los convertidores vistos y se realiza una comparación gráfica para visualizar el comportamiento de la ganancia acuerdo a la variación del ciclo de trabajo.

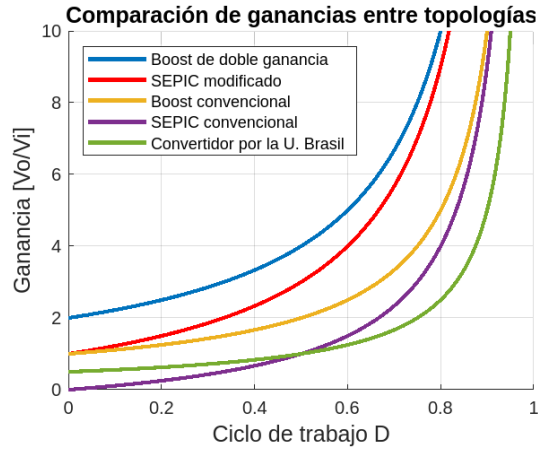


Figura 24: Ganancia vs D

Como se puede observar de la figura 24, las topologías que tienen un mejor comportamiento ante la variación de ciclo de trabajo son el convertidor Boost de doble ganancia y el convertidor SEPIC modificado, ya que requieren menor ciclo de trabajo para elevar la ganancia de tensión.

En este proyecto de grado se optó por la topología del convertidor SEPIC modificado para realizar la simulación del sistema fotovoltaico, ya que es un buen elevador de altas ganancias, la cantidad de elementos es más cómoda por lo cuál reduce costo en implementación, y además al tener un solo interruptor S, facilita el desarrollo de las estrategias de control de modulación PWM.

## 2.4. TOPOLOGÍAS DE CONVERTIDORES DC/AC

Se hace necesario realizar una búsqueda de diferentes configuraciones existentes de inversores y sus modos de operación, realizando una comprensión básica de sus ventajas y desventajas. De las principales características que se analizan en las topologías de inversores son su comportamiento en términos de problemas de ruido, eficiencia y ruido de modo común (CM), que es producido por corrientes de fuga presentes en los inversores no aislados.

En ese sentido, se realiza una revisión bibliográfica de diferentes topologías de inversores encontradas en la literatura y en base a ello, se escoge una topología para el diseño del micro-inversor. Las topologías de inversores generalmente se clasifican en el número de interruptores o semiconductores que lo componen, dentro de las topologías que existen se encuentra:

**2.4.1 Inversor Full Bridge:** La topología básica de cuatro interruptores tipo VSI (*Voltage Source Inverter*) comunmente conocida como inversor en puente completo o *Full Bridge*. Como se muestra en la figura 25 este consta de 4 semiconductores, con capacidad de conducir corriente en dirección inversa, puede darse de dos maneras, a través del diodo del cuerpo del MOSFET, o a través del diodo antiparalelo en caso de que sea IGBT.

Para generar una salida en alterna tipo sinusoidal en el inversor, el nodo medio de cada rama se conecta a un inductor para filtrar la ondulación que es generada por los transistores al emplear los métodos de conmutación tradicionales [22].

La mayor ventaja del inversor Full Bridge es la simplicidad de la estructura, como también la capacidad de ejecutar diferentes tipos de modulación para adaptarse a la respectiva aplicación. Hay dos principales métodos de modulación por ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés), PWM Bipolar y PWM Unipolar:

❖ Modulación bipolar:

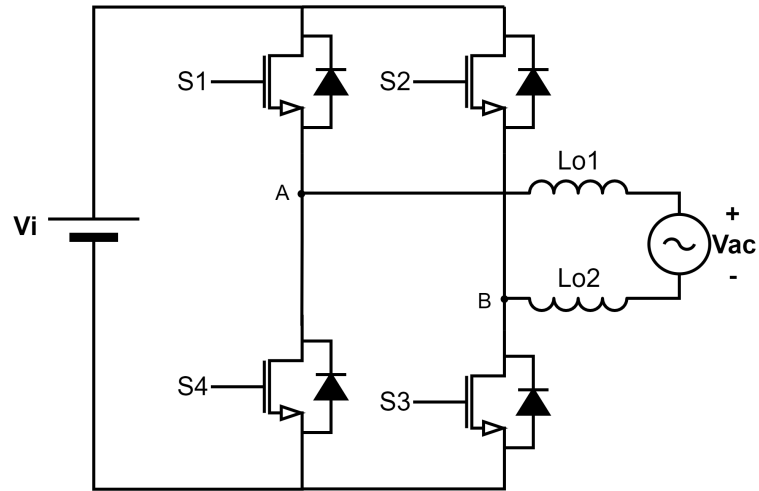


Figura 25: Circuito inversor Full Bridge

Los interruptores S1 y S3 se encienden al tiempo, lo que permite que la corriente fluya hacia la salida para uno de los semi ciclos. Cuando se apagan, los interruptores complementarios se encienden, permitiendo que la corriente mantenga su dirección debido al inductor de salida.

Los pulsos de conmutación se generan a partir de una señal senoidal superpuesta a una portadora triangular de mayor frecuencia como se muestra en la figura 26.

El voltaje de salida tiene una variación bipolar debido a que la salida va desde la magnitud positiva de entrada hasta la magnitud negativa de entrada, es decir  $V_i$  a  $-V_i$ , como se puede apreciar en la figura 26.

Una ventaja de este método es que los voltajes en los nodos A y B, es decir,  $V_A$  y  $V_B$  son de magnitud constante, lo que hace que el voltaje de CM se minimice y disminuya la corriente de fuga que va a tierra.

Su mayor desventaja es que la ondulación debido a la conmutación en la corriente de salida se presenta a la frecuencia de conmutación; la variación de voltaje en el filtro de salida es bipolar lo que provoca pérdidas del núcleo en la salida del inductor y obliga al sistema a tener un filtro de salida más grande para tratar con el aumento de la ondulación. Para evitar el aumento de las pérdidas y los requisitos del filtro de salida, se propone la implementación de la modulación unipolar [23].

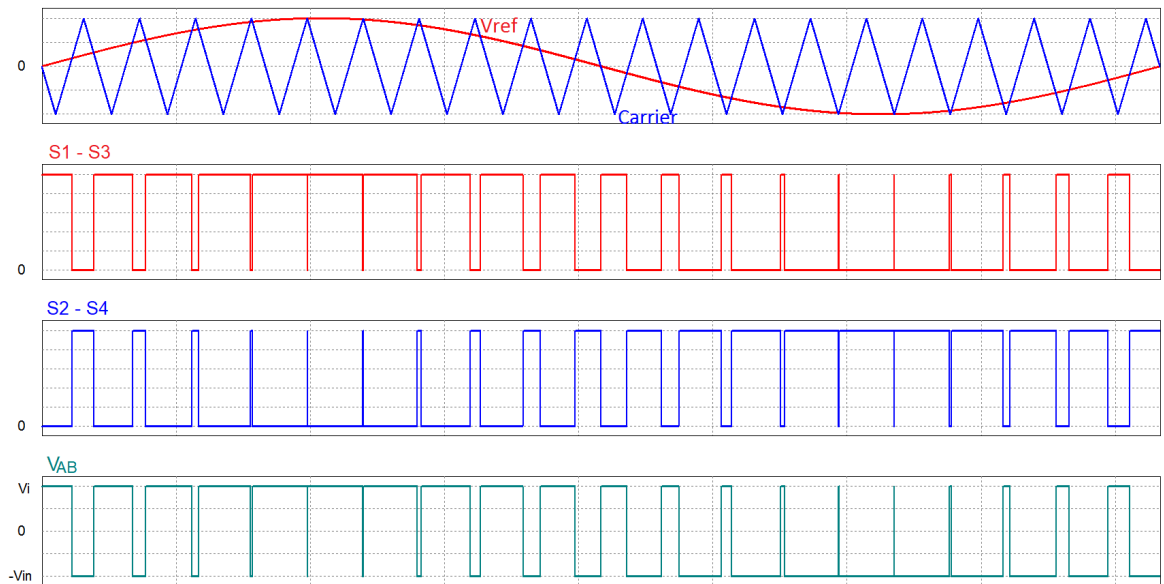


Figura 26: Generación de pulsos de conmutación con modulación Bipolar en el inversor Full Bridge

❖ Modulación unipolar:

La modulación unipolar se puede desarrollar por diferentes métodos: unipolar estándar y unipolar asimétrica.

- Unipolar estándar:

El método estándar para implementar la modulación unipolar es dar a cada rama del inversor su propio voltaje de referencia con un cambio de fase de  $180^\circ$  entre sí. La ondulación debido a la conmutación se presenta al doble de la frecuencia de conmutación, lo que hace que los requisitos para el filtro de salida se reduzca en comparación con la modulación bipolar.

Como se observa en la figura 27, en la modulación unipolar estándar se tiene que el voltaje a través del filtro de salida es de  $V_i \rightarrow 0[V]$  durante el semi ciclo positivo y  $-V_i \rightarrow 0[V]$  durante el semi ciclo negativo, la variación del voltaje a través del inductor de salida se reduce, lo que reduce las pérdidas del núcleo. Su desventaja es que la suma de los voltaje  $V_A$  y  $V_B$  no son de magnitud constante, lo que hace que el voltaje CM y las corrientes de fuga sean muy altas [22].

- Unipolar asimétrica: La configuración unipolar asimétrica permite la implementación con un solo inductor de filtro de salida debido a que solo hay un nodo de

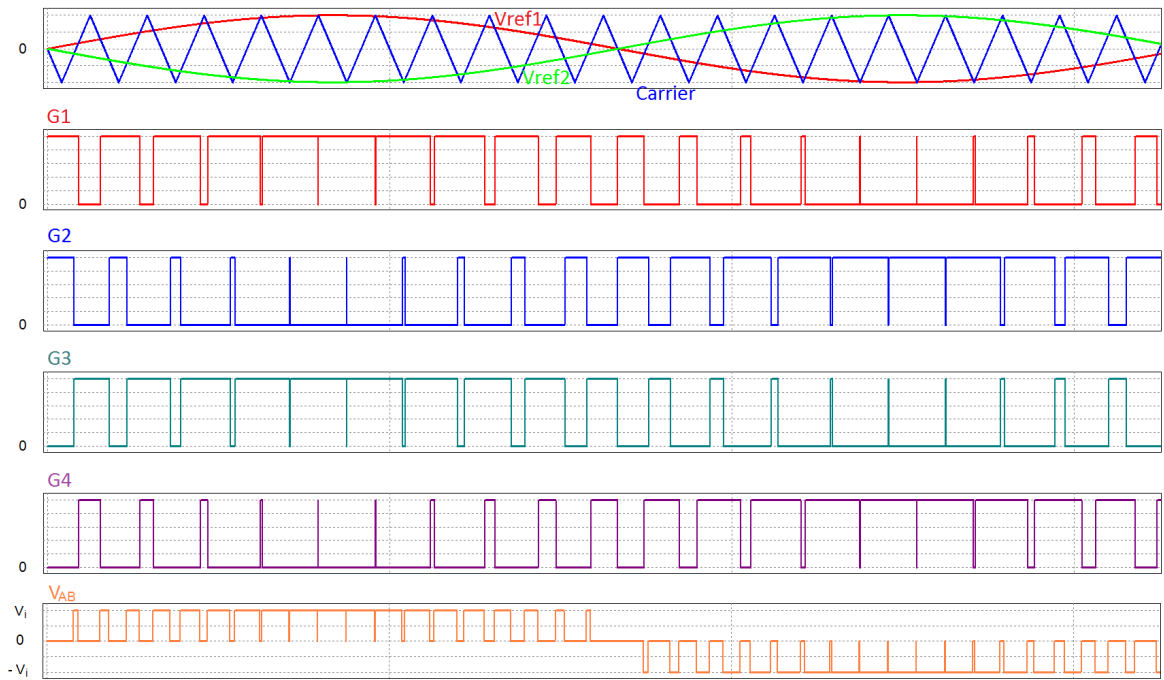


Figura 27: Generación de pulsos de conmutación con modulación Unipolar estándar en el inversor Full Bridge

conmutación de alta frecuencia.

Dado que el voltaje en el filtro de salida corresponde de igual forma a la modulación unipolar estándar, es decir,  $V_i \rightarrow 0[V]$  durante el semi ciclo positivo y  $-V_i \rightarrow 0[V]$  durante el semi ciclo negativo, como se muestra en la figura 28. Se reducen las pérdidas en el filtro de salida debido a que la conmutación de alta frecuencias está en un tramo de conmutación, solo es necesario que haya un inductor en la salida, lo que simplifica la topología y se reducen los costos de implementación [22].

El ruido de CM en la configuración de la modulación unipolar asimétrica es el segundo más bajo para topologías basadas en Full Bridge, solo la modulación bipolar tiene un mejor rendimiento de CM. Además, el ruido de CM es más manejable, ya que el inductor filtra toda alta frecuencia en la salida, siendo la frecuencia fundamental de tensión de  $60 [Hz]$ . El componente fundamental del voltaje CM consiste solo en componentes de baja frecuencia y no son de preocupación, ya que la impedancia parásita es muy alta para las señales de baja frecuencia.

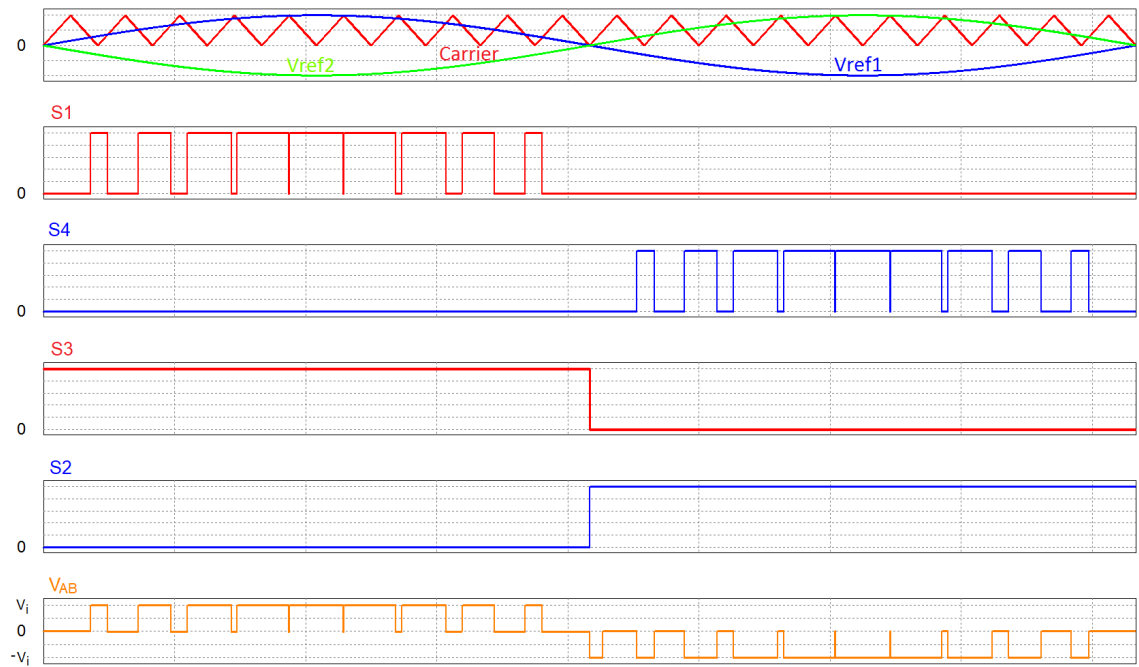


Figura 28: Generación de pulsos de conmutación con modulación Unipolar estándar en el inversor Full Bridge

**2.4.2 Inversor Unipolar Dual Buck:** Existe en la literatura otra topología de cuatro conmutadores activos denominada inversor unipolar Dual Buck, esta topología se basa en dos convertidores tipo *chopper*, los cuales operan individualmente cada uno en un ciclo de línea. En ese sentido, el circuito mostrado en la figura 29, consta de dos interruptores que operan en baja frecuencia y estos conectan el punto neutro de la línea AC con el punto negativo de la tensión  $V_i$ , lo que conlleva a una mejora en el ruido de modo común [24].

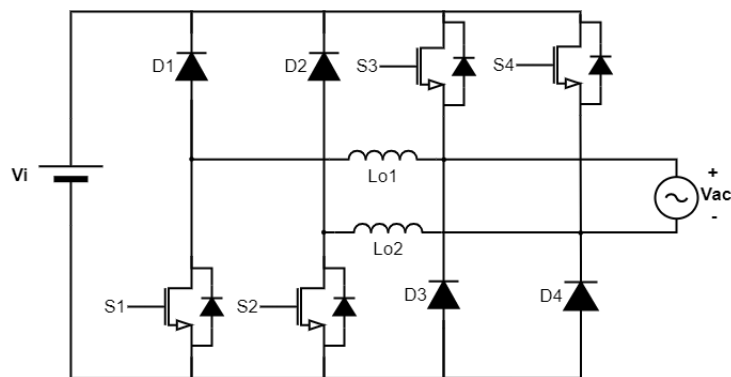
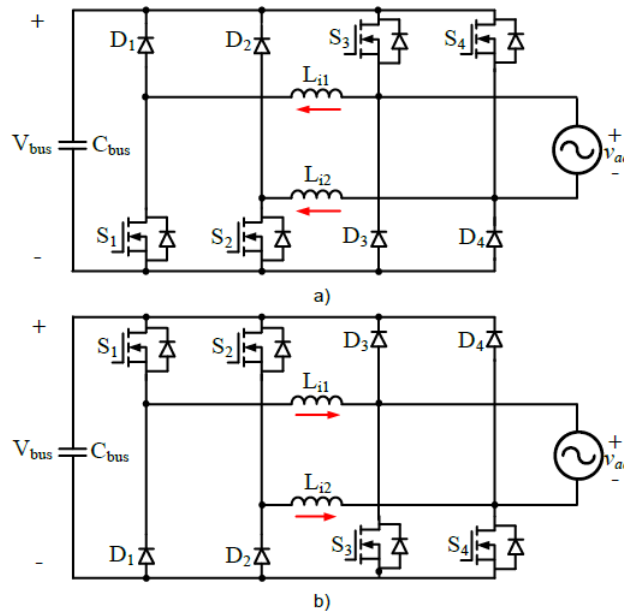


Figura 29: Inversor Dual Buck

La topología mostrada tiene dos configuraciones esquemáticas distintas, una positiva y la otra negativa, pero su funcionamiento es idéntico. La figura 30(a) corresponde a la configuración negativa; para la configuración positiva simplemente se intercambian de posición los conmutadores con los diodos como se muestra en la figura 30(b).



Fuente: [22]

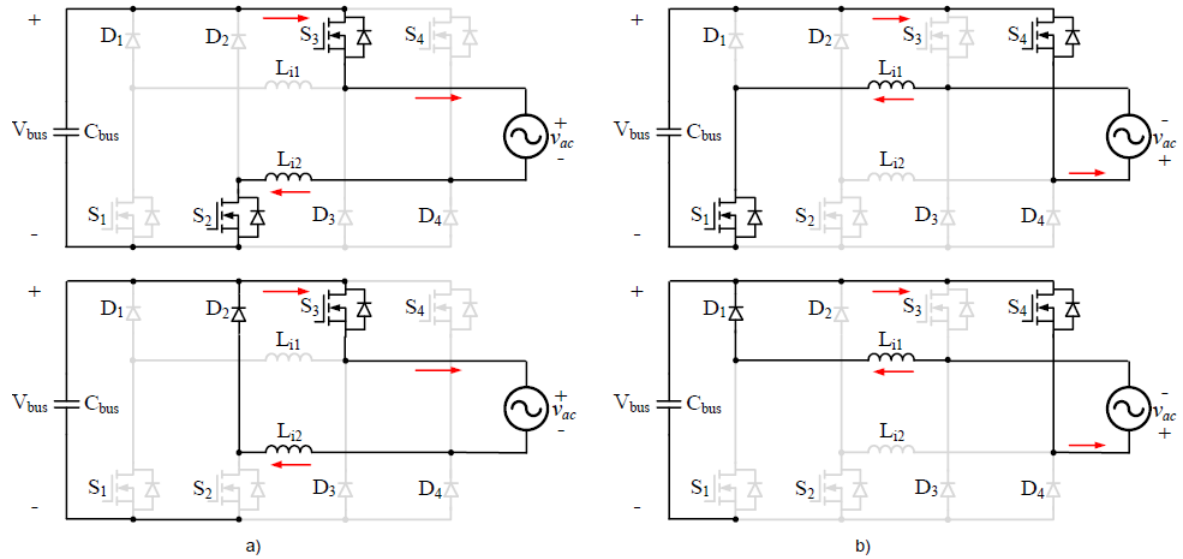
Figura 30: Inversor Dual Buak (a) Configuración negativa (b) Configuración positiva

Una de las ventajas de este inversor es que cada interruptor se utiliza durante un ciclo de línea, esto presenta una mejora tanto en la distribución térmica como en la disipación de energía comparado con otros inversores que tienen disipación de energía constante. A su vez, como el funcionamiento del inversor es del tipo unipolar se presenta una pérdida de energía baja en el núcleo del inductor.

La operación del inversor se muestra en la figura 31(a), donde para el funcionamiento del ciclo de línea positivo se tiene que el interruptor S2 está encendido y operando a alta frecuencia mientras el interruptor S3 está encendido y permanece así durante el ciclo de línea positiva sin cambiar su estado, después en un tiempo  $t_{off}$  el interruptor S2 se apaga y la corriente deja de pasar por S2 y fluye a través del diodo D2 y el interruptor S3 [22].

Durante el ciclo de línea negativo, como se muestra en la figura 31(b), los interruptores S2 y S3 pasan a un estado off, y el interruptor S1 se enciende en un tiempo  $t_{on}$ , y opera a

alta frecuencia, a su vez el interruptor S4 se enciende y permanece encendido durante todo el ciclo de línea negativo. Después en un intervalo de tiempo  $t_{off}$  el interruptor S4 se apaga y la corriente fluye a través de del diodo  $D_1$  y el interruptor S4.



Fuente: [22]

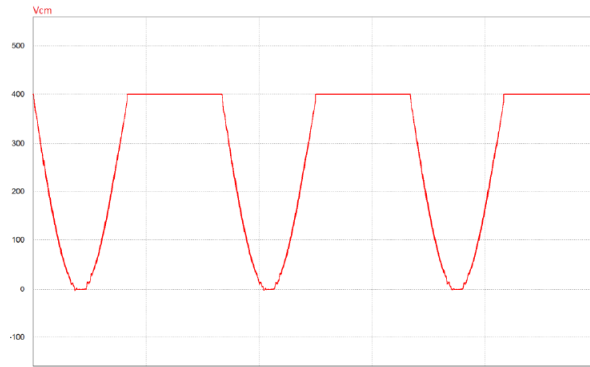
Figura 31: Funcionamiento del inversor Dual Buck (a) Ciclo de Línea positiva (b) Ciclo de línea negativa

Los diodos D3 Y D4 no tienen ningún tipo de propósito en el funcionamiento de circuito y se utilizan únicamente para sujetar los interruptores de baja frecuencia del lado de la fuente DC.

El respectivo voltaje de la señal de modo común del inversor Dual Buck ( $V_{cm}$ ) se muestra en la figura 32. Se aprecia que el componente fundamental de la señal de tensión de modo común es de baja frecuencia, igualmente la variación de tensión respecto al tiempo es gradual lo que ayuda a la reducción de las corrientes de fuga presentando magnitudes mínimas [22].

Una de las desventajas del inversor unipolar dual Buck es que requiere de dos inductores lo que eleva un poco el costo del inversor. Igualmente otro problema que podría tener el inversor es que puede presentar un cortocircuito entre el lazo de los interruptores S3 y S4 y los diodos  $D_3$  y  $D_4$ .

Dicho cortocircuito podría evitarse con algunas soluciones, una de ellas es agregando diodos de gran voltaje en serie con los interruptores, de esta manera no podría fluir la corriente en



*Fuente: [22]*

Figura 32: Voltaje de CM del inversor Dual Buck

dirección contraria, pero esto conllevaría desmejoras en el inversor comprometiendo las pérdidas del circuito ya que éstas aumentarían.

Otra solución podría ser añadir un inductor más entre el conmutador y la línea, pero esto podría provocar aumento de las corrientes de fuga y por ende del ruido de modo común al almacenarse algo de energía en las mismas, existe en la literatura varias soluciones pero comprometiendo algunas características respecto al rendimiento del inversor [22].

**2.4.3 Inversor H5:** Otra topología de inversor que se encontró en la literatura es el inversor H5, que es una variación del inversor reductor simple, este inversor consta esquemáticamente de 5 interruptores operando a alta y baja frecuencia y dos inductores como se muestra en la figura 33.

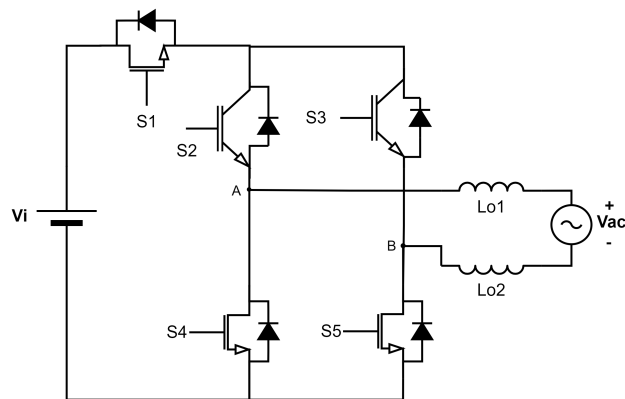


Figura 33: Esquemático inversor H5

En términos de control, el inversor opera con una onda sinusoidal rectificada como referencia, a su vez el conmutador S1, opera en todo el ciclo de línea como se aprecia en la figura 34, mientras que los interruptores S4 y S5 operan a alta frecuencia y sólo durante un ciclo de línea, los interruptores S2 Y S3 operan a la frecuencia de la línea.

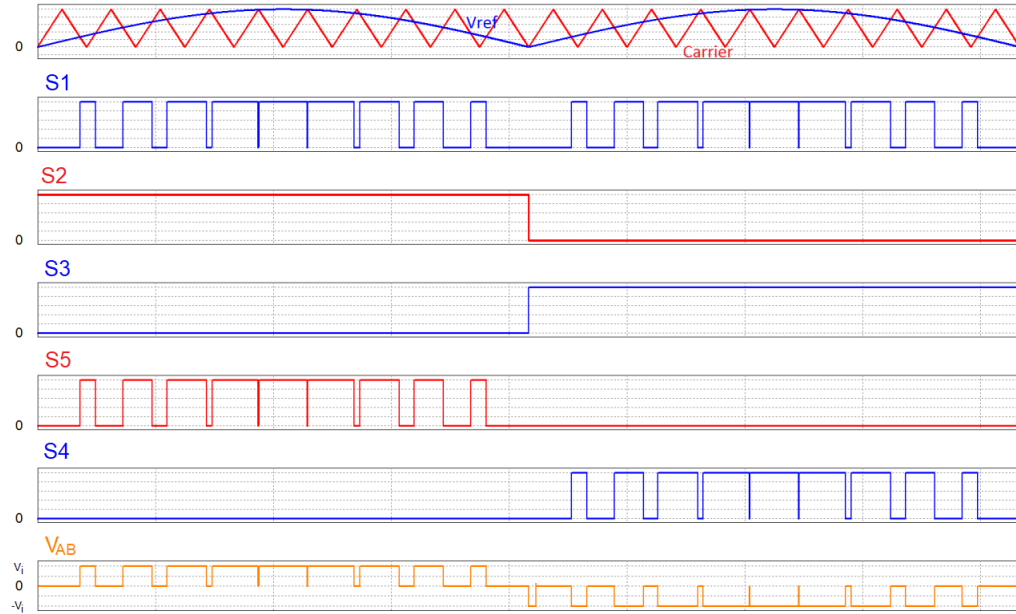


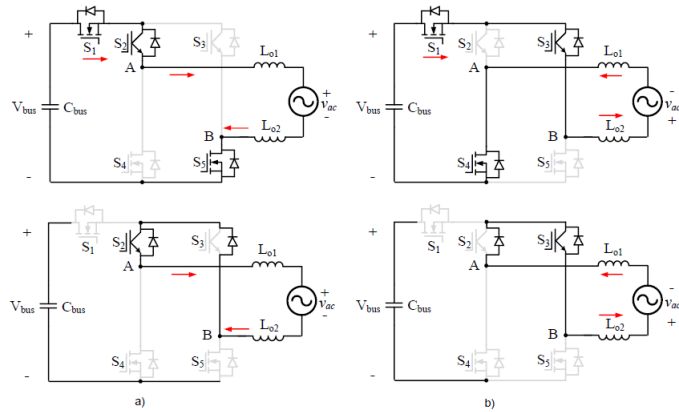
Figura 34: Generación de pulsos de conmutación para el inversor H5

*Fuente: [22]*

El objetivo principal de esta topología es reducir el ruido de modo común. Durante los periodos de conmutación la tensión del nodo AB es igual a la mitad de la tensión  $V_i$ , esto ayuda a reducir el ruido de modo común. Este inversor fue diseñado para que se utilicen conmutadores tipo MOSFET en los interruptores S1, S4 y S5, y transistores BJT para los interruptores S2 y S3 con diodos en paralelo con baja recuperación inversa. El principio de modulación del inversor H5 se muestra en la figura 34 [22, 25].

El funcionamiento del inversor H5 se muestra en la figura 35. Se puede observar que para el ciclo de línea positivo y durante un intervalo de tiempo  $t_{on}$ , S1 Y S5 están encendidos y operando a alta frecuencia y S2 está encendido (ON) durante todo el ciclo de línea positivo. Después y durante un intervalo de tiempo  $t_{off}$ , tanto S1 como S5 se apagan y la corriente fluye a través del interruptor S2 y del diodo que está en paralelo con S3. Durante el ciclo de línea negativo, S1 y S4 están operando a alta frecuencia y el interruptor S3 está encendido durante todo el ciclo de línea negativo, esto para un intervalo de tiempo  $t_{on}$

en donde S1, S3 Y S4 están encendidos (ON). Luego para un intervalo de tiempo  $t_{off}$ , S1 y S4 cambian su estado a apagado (OFF), S3 permanece en ON y por tanto la corriente fluye a través de S3 y el diodo en paralelo con S2 [25].



Fuente: [22]

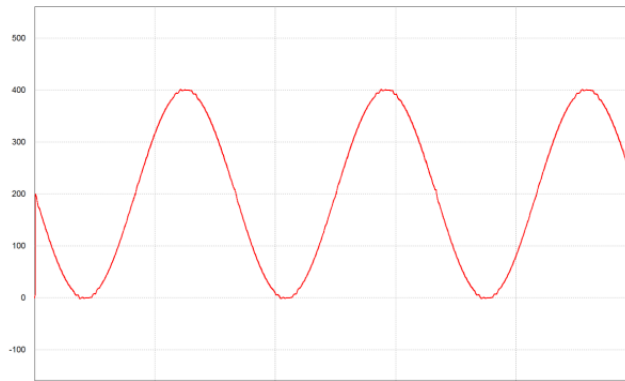
Figura 35: Modos de operación del Inversor H5 (a) Ciclo de línea positivo (b) Ciclo de línea negativo

Finalmente en la figura 36 se observa la gráfica de la tensión de modo común del inversor H5, en la cual la componente fundamental es de baja frecuencia y no presenta componentes de alta frecuencia. En términos de ruido de modo común se observa que es bajo, debido a que no presenta cambios abruptos de la tensión de modo común respecto al tiempo, lo que es una ventaja para el sistema, y por lo mismo la magnitud de las corrientes de fuga a tierra deberían ser mínimas [26].

Una de las desventajas de este circuito se presenta en su diseño ya que para que el inversor funcione de manera correcta se necesita que los interruptores de alta frecuencia estén sincronizados con mucha precisión para garantizar un voltaje constante en los nodos AB. Igualmente los parámetros físicos del inversor deben ser en lo posible muy simétricos esto con la intención que las capacitancias parásitas sean casi idénticas [22].

Finalmente una de las mayores desventajas del circuito es que al usarse MOSFET para los interruptores de alta frecuencia, y transistores BJT para los interruptores de baja frecuencia con un diodo en paralelo, se presenta dos caídas de voltaje directo cuando los interruptores de alta frecuencia están apagados.

Según la literatura el rendimiento del inversor H5 es similar al inversor Full Bridge con modulación bipolar.



*Fuente: [22]*

Figura 36: Voltaje de modo común del inversor H5

#### 2.4.4 Inversor SHREC (*Super High Reliability and Efficiency Converter*):

Para finalizar esta reseña bibliografía de los diferentes inversores, dentro de la literatura se tiene un inversor de 6 conmutadores activos, llamado SHREC, y esta es una de varias topologías de inversores que incluyen 6 conmutadores activos y que principalmente tratan de desacoplar el puente del inversor de la red durante un tiempo  $t$ , esto con el fin de minimizar en gran parte los efectos del ruido de modo común [22, 27].

El convertidor SHREC que en sus siglas en inglés significa *super high reliability and efficiency converter*, es un inversor de alta confiabilidad y eficiencia.

El convertidor se muestra en la figura 37, es un híbrido del inversor Dual Buck y un inversor de 6 conmutadores llamado HERIC (*highly efficient and reliable inverter*) [22]. El funcionamiento es similar al convertidor HERIC, ya que utiliza conmutadores de desacople de la red.

Su configuración esquemática consiste en dos segmentos tipo Buck para cada ciclo de línea durante un estado de conmutación activa, esto se aprecia en la figura 38. Durante el ciclo de línea en donde está activo solo un interruptor, los circuitos tipo Buck se desconectan y la corriente fluye a través del interruptor libre y el diodo en serie [22, 28].

Como se mencionó anteriormente, el inversor SHERIC es una mejora del inversor de alta fiabilidad y alta eficiencia HERIC, y su principal objetivo es mejorar la fiabilidad que presenta el inversor HERIC conservando el mismo rendimiento y el bajo ruido de modo común.

Una de las ventajas que presenta este inversor con respecto al inversor HERIC, es que en

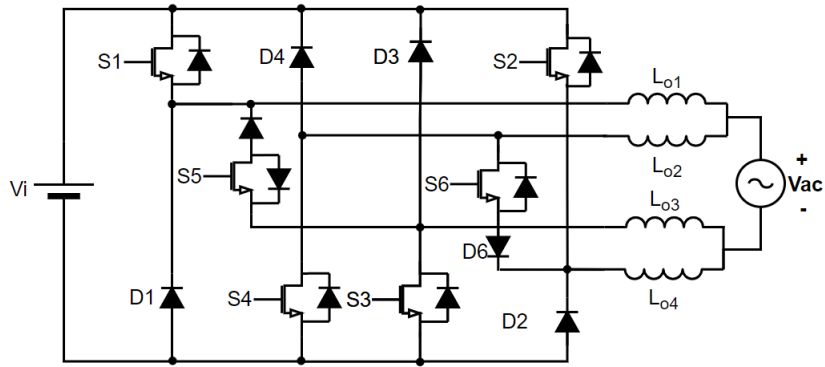


Figura 37: Esquemático inversor SHREC

su esquemático no presenta conmutadores en serie, lo que no hace necesario utilizar tiempos muertos en el control para evitar cortocircuitos, y previene el flujo de corriente inversa mediante la utilización de diodos.

Este inversor en su estructura no sufre los problema de recuperación inversa que tienen que solucionar la mayoría de inversores, por lo que puede utilizar conmutadores tipo MOSFET para reducir las pérdidas por conducción durante la conmutación, elevando así la eficiencia del sistema [22].

En términos de ruido de modo común, este inversor utiliza el mismo principio de funcionamiento del convertidor HERIC [29], en que la tensión en los nodos centrales que sujetan a los inductores es constante e igual a la tensión  $V_i$ , lo que traduce en una mejora en la búsqueda por reducir las corriente de fuga a tierra.

Dentro del esquema los diodos  $D_1$  al  $D_4$  no tiene ningún tipo de utilización en términos de conducción dentro del sistemas, son usados únicamente para sujetar los interruptores S1,S2,S3, y S4 al cable de continua y se utilizan diodos convencionales de baja corriente para esto.

El voltaje a través de los inductores en cada ciclo de línea es de tipo unipolar, lo que ayuda a mejorar las pérdidas presentadas en el filtro de salida. En términos de eficiencia por pérdidas presentadas por la disipación térmica, el inversor presenta mejoras notables ya que como se muestra en la figura 38, en cada ciclo de línea sólo se pone en funcionamiento la mitad del inversor, esto con miras a un funcionamiento que sea prolongado.

El funcionamiento del inversor se muestra en la figura 38. Durante el periodo de línea positivo y durante un intervalo de tiempo  $t_{on}$ , los interruptores S1 y s3 que están operando a alta frecuencia se encienden y el interruptor S5 esta encendido en todo el ciclo positivo como

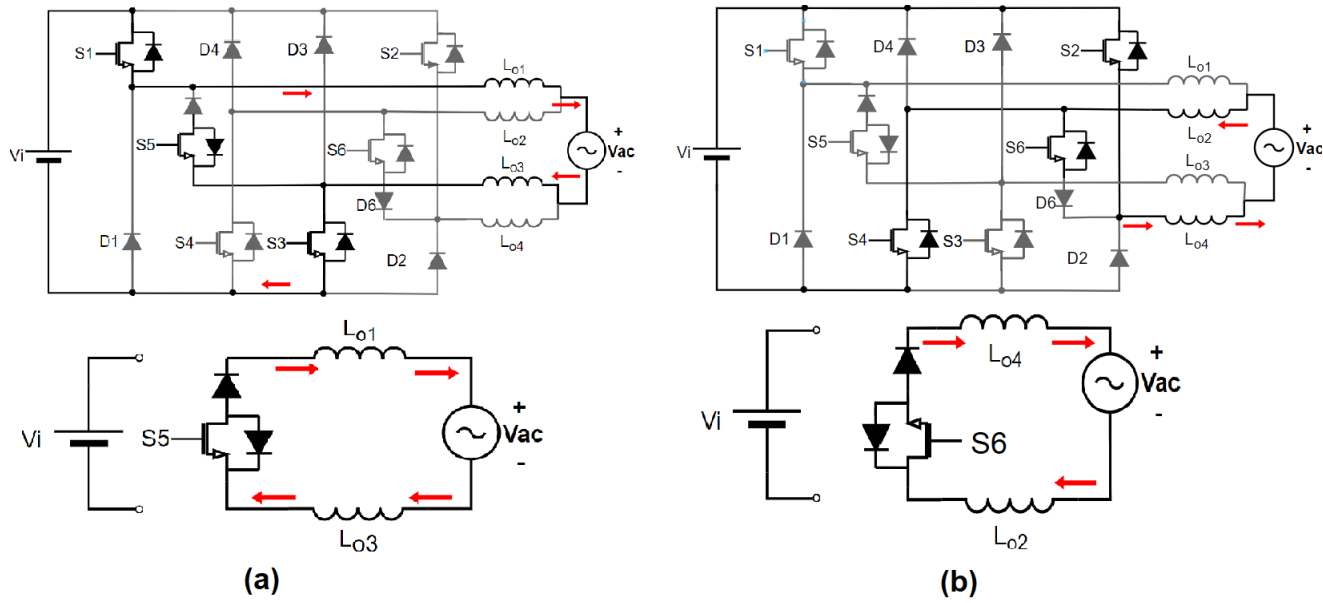


Figura 38: Modos de operación del inversor SHREC

se muestra en la figura 38(a). Durante ese intervalo  $t_{on}$  dentro del ciclo de línea positivo, el diodo  $D_5$  impide el paso de corriente por  $S_5$ , y por ende la corriente fluye a través de  $S_1$  y  $S_3$ . Después y durante un intervalo de tiempo  $t_{off}$ , los interruptores  $S_1$  y  $S_3$  cambian su estado a off y se apagan, por tal motivo la corriente ahora fluirá libremente por el interruptor  $S_5$  y el diodo  $D_5$  [22].

En el intervalo de ciclo negativo, los interruptores  $S_1$ ,  $S_3$  y  $S_5$  se apagan, los interruptores  $S_2$  y  $S_4$  que funcionan a alta frecuencia se encienden y el interruptor  $S_6$  estará encendido durante todo el ciclo de línea como muestra la Figura 38(b). Durante un intervalo de tiempo  $t_{on}$  y dentro del ciclo negativo, tanto  $S_2$ ,  $S_4$  y  $S_6$  están ON, la corriente fluye a través de  $S_2$  y  $S_4$  ya que el diodo que está en serie  $D_6$  impide que la corriente fluya por  $S_6$ . Luego, durante un tiempo  $t_{off}$ , tanto  $S_2$  como  $S_4$  pasan a un estado off y la corriente fluye de manera libre por el conmutador  $S_6$  y el diodo  $D_6$ .

Como se muestra en la figura 39, la componente fundamental de la tensión de modo común del inversor SHREC es de baja frecuencia, y no presenta componentes de alta frecuencia, por tal motivo y por lo dicho en los anteriores inversores, la magnitud de las corrientes de fuga deberían ser mínimas y su variación de la tensión de modo común respecto al tiempo es gradual [22].

El rendimiento de este inversor en términos de ruido de modo común es similar a los inversores H5 y Full Bridge con modulación bipolar, es decir tiene un alto rendimiento.

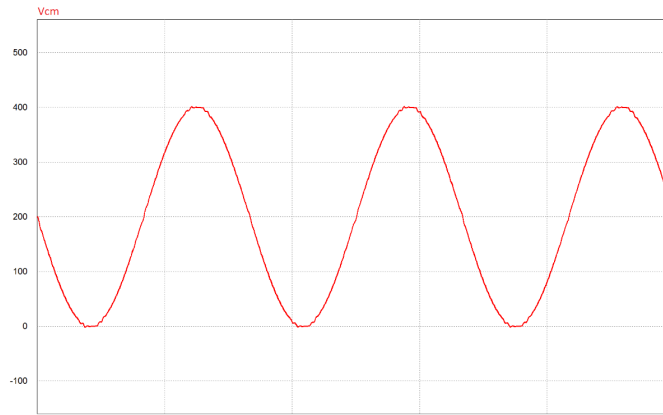


Figura 39: Voltaje de Modo común del inversor SHREC

*Fuente: [22]*

Una de las principales desventajas de este inversor radica en la gran cantidad de elementos que se necesitan para su implementación, pero debido a que en su funcionamiento y cuando hay conmutación activa funciona solo la mitad del inversor como se dijo anteriormente, se podría contrarrestar esa deficiencia [27].

Finalmente después de la búsqueda bibliográfica que se realizó sobre diferentes inversores existentes en la literatura, se hizo una tabla comparativa de cada uno de ellos, y basados en dicha tabla se tomó la decisión de escoger un inversor para el presente trabajo de investigación. Además, dentro de las referencias bibliográficas se encuentra un repositorio con los archivos donde se muestra el proceso y resúmenes de esta búsqueda bibliográfica.

Figura 40: Tabla comparativa de inversores de alta eficiencia

Inversor	Eficiencia %	# Switch	# Diodos	# L	Ruido CM	Corrientes fuga	Costos
FB Bipolar	97-98	4	0	2	Bajo	Bajo	Bajo
FB Unipolar	97-98	4	0	2	Alto	Alto	Bajo
FB Unipolar asimétrico	97-98	4	0	2	Regular	Regular	Bajo
FB Unipolar híbrido	97-98	4	0	2	Medianamente alto	Alto	Bajo
Unipolar dual buck	98.49	4	2	2	Medianamente bajo	Bajo	Alto
H5	98.42	5	0	2	Medianamente bajo	Regular	Medio
SHREC	98.67	6	2	2	Bajo	Bajo	Alto

En el presente proyecto de grado y de acuerdo a la tabla comparativa, se optó por escoger el inversor SHREC para realizar el diseño del sistema fotovoltaico, ya que tiene los mejores parámetros como eficiencia, mejor comportamiento en ruido de modo común y bajas corrientes de fuga. Igualmente se hizo interesante implementar este inversor ya que aunque presenta una cantidad mayor de elementos en comparación con los demás inversores, solo trabajan aproximadamente la mitad de estos en cada ciclo de operación.

## *Capítulo 3*

### *Modelo y esquema general del sistema*

En este capítulo se presenta de manera general la planta que se va a simular. El objetivo principal de este capítulo no es describir a detalle el funcionamiento de cada elemento, sino presentar el modelo que será usado para la simulación. Posteriormente se realizará una explicación más a fondo del modelado de los componentes, tales como los paneles fotovoltaicos y los bloques correspondientes al convertidor DC/DC e inversor.

#### **3.1. Modelo del panel solar**

A continuación, se presenta el modelo del panel solar que fue usado en la simulación. En primera instancia, se hizo una revisión bibliográfica de diferentes marcas, tipos y rangos de operación de los paneles solares fotovoltaicos, clasificándolos por tipo de material, como polímero y película delgada, también por sus principales características como: voltaje en el punto de máxima potencia (MPP, por sus siglas en inglés), voltaje de circuito abierto ( $V_{oc}$ ), potencia nominal de salida, corriente de corto circuito ( $I_{sc}$ ), corriente en el MPP, entre otros. Los resultados de esta revisión bibliográfica de forma amplia y específica se pueden encontrar en el repositorio que se deja en referencias bibliográficas.

De la revisión bibliográfica se establecieron dos valores máximos de operación, uno para los paneles de película delgada (ecuación (3.1)) y el otro para paneles de material policristalino (ecuación (3.2)).

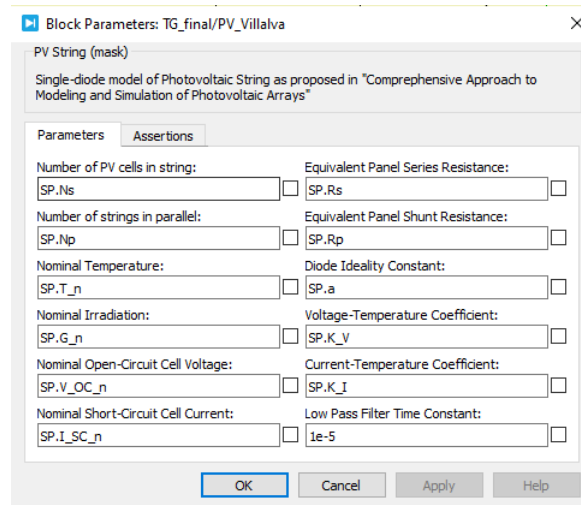
$$\begin{aligned} V_{oc} &= 100[V] \\ I_{sc} &= 1,7[A] \end{aligned} \tag{3.1}$$

$$V_{oc} = 33[V]$$

$$I_{sc} = 8,2[A]$$
(3.2)

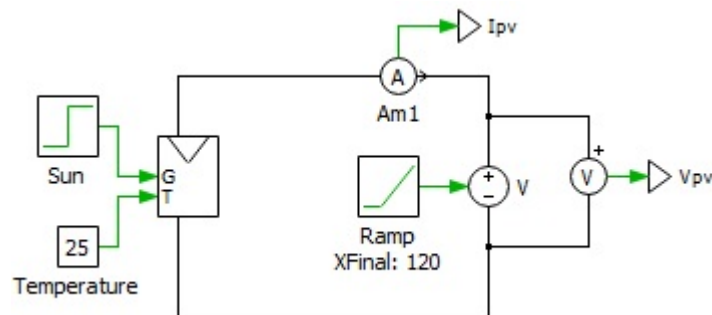
Para la simulación del panel fotovoltaico se ha usado el recurso que proporciona el software PLECS, se trata de un bloque el cual cuenta con una mascara donde se pueden introducir los parámetros más generales de la ficha técnica del panel, de esta forma se facilita la simulación de estos. El bloque describe la función matemática que modela el panel solar, de acuerdo a esto, se introdujeron los valores de los paneles que se investigaron y se realizó una caracterización para determinar que el funcionamiento del panel fuese correcto.

Figura 39: Mascara PV en el software PLECS



A continuación se muestra el esquema de simulación, con el cual se pueden obtener las curvas características del panel.

Figura 40: Esquema para la simulación y obtención de las curvas características del PV



Se definieron los rangos máximos de operación que son mostrados en las ecuaciones (3.1) y (3.2), con el fin de abarcar la mayor cantidad de paneles encontrados en la revisión. Posteriormente, con el apoyo de simulación se realiza la caracterización para los dos tipos de paneles considerados y los resultados son los siguientes:

Figura 41: Resultados de simulación del PV

		Mayor tensión		Menor Tensión	
		Menor Irradiancia 100 W/m <sup>2</sup>	Máxima Irradiancia 1000 W/m <sup>2</sup>	Menor Irradiancia 100 W/m <sup>2</sup>	Máxima Irradiancia 1000 W/m <sup>2</sup>
Voc	[V]	100,2 V		32,9 V	
Isc	[A]	1,67 A		8,21 A	
Pmax	[W]	2,89477	127,051	16,8077	200,037
Vmax	[V]	34,6647	89,7391	23,5722	26,3413
Imax	[A]	0,16691	1,66911	0,820562	8,20563
Imax en Vmax	[A]	0,0835076	1,41578	0,713032	7,59404
Vmpp	[V]	34,6044 V	89,7279 V	23,6032 V	
Temperatura	[°C]	25° C			
Frecuencia	[Hz]	60 Hz			

### 3.2. Modelos de simulación del Convertidor DC/DC e Inversor en PLECS

En el capítulo 2 secciones 2.3.5 y 2.4.4, se encuentra la descripción del convertidor SEPIC modificado y el inversor SHREC, respectivamente, considerados en este trabajo. Este capítulo busca mostrar el diseño y esquema general del modelo que se implementó en PLECS para estos dos convertidores. Para ello, se separa en dos etapas o bloques, en la primera se muestra el esquema del convertidor DC/DC y en la segunda el esquema del inversor.

La simulación de los convertidores se llevó a cabo mediante el *solver* de PLECS llamado RADAU (stiff), dicho *solver* está basado en el método Rungekutta. Existe otro *solver* llamado DOPRI (non-stiff), este es un *solver* no rígido.

Según la documentación del manual de PLECS, no existe una regla para escoger uno de los dos *solver*, porque dependerá si el sistema que se desea simular es rígido a no rígido, a su vez usar un *solver* incorrecto ralentizaría la simulación, podría producir resultados equívocos del sistema o simplemente presentaría errores impidiendo realizar la simulación [30]. Para solucionarlo, Plexim aconseja simular el sistema con los dos *solver* que cuenta PLECS, midiendo la

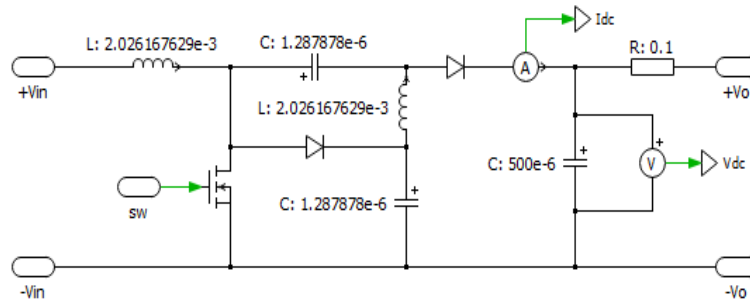
rapidez de simulación, la precisión y posteriormente escoger el que se adecuó de mejor manera al sistema que se encuentre simulando [31].

El presente proyecto fue simulado con el *solver* RADAU, el cual presentó mejores resultados. Se hicieron pruebas para simular el sistema con el *solver* DOPRI, y en este caso el simulador arrojó errores de simulación.

## 1. Modelo convertidor elevador SEPIC Modificado

El objetivo principal del convertidor es elevar la tensión entregada por el arreglo fotovoltaico a un valor de salida definido según el diseñador, seleccionado en este trabajo igual a  $200[V]$ . Asimismo, el control de este convertidor busca el seguimiento del punto de máxima potencia del panel solar, lo cual será explicado en el siguiente capítulo.

Figura 42: Convertidor SEPIC modificado con los parámetros de diseño



El convertidor posee un transistor que varía su funcionamiento desde un estado de corte a saturación, es decir, el transistor se comporta como un interruptor electrónico controlado.

La figura 42 corresponde al esquema de simulación del SEPIC modificado; se utiliza un transistor MOSFET proporcionado por PLECS, los diodos presentados en el circuito son ideales para efectos de simulación. Para ver su configuración y la de otros componentes proporcionados por la librería de PLECS se puede consultar el manual en [30].

Los resultados de la simulación del convertidor se presentará en el capítulo que corresponde a resultados.

Los valores de los parámetros de diseño del convertidor SEPIC modificado para que opere en los rangos de (3.1) y (3.2) son:

- ❖ Inductancia  $L_1, L_2=2.026 [mH]$
- ❖ Capacitor  $C_s, C_m=1.287 [mF]$
- ❖ Capacitor de salida  $C_o=500 [\mu F]$
- ❖ Tensión DC de salida  $V_{DC}=200 [V]$

## 2. Modelo Inversor

El inversor es el dispositivo encargado de convertir la tensión de continua en su entrada a una corriente alterna de salida según las características de la red eléctrica. Como se mencionó en la parte final del capítulo 2, el inversor encargado de esto es el inversor SHREC, un inversor con una muy buena eficiencia, bajas corrientes de fuga y buen comportamiento ante el ruido CM.

En la figura 43, se observa el modelo del inversor en PLECS con sus respectivos valores de diseño. Los resultados de esa simulación se mostrarán un capítulo posterior.

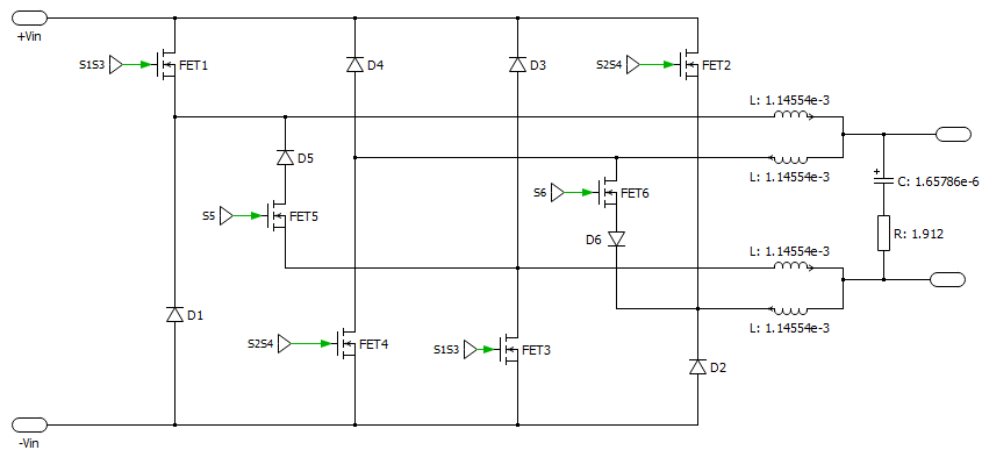


Figura 43: Inversor SHREC con los parámetros de diseño

Los valores de los parámetros de diseño del inversor SHREC son:

- ❖ Inductancia  $L_{o1}, L_{o2}, L_{o3}, L_{o4}=1.145 [mH]$
- ❖ Capacitor en la salida  $C_a=1.658 [\mu F]$

### 3.3. Esquema general del sistema fotovoltaico conectado a la red

El circuito general del sistema fotovoltaico conectado a la red cuenta con dos bloques de control: control del convertidor DC/DC y control del inversor.

Para el control del convertidor DC/DC se consideró el algoritmo perturbar y observar que permite realizar el seguimiento del punto de máxima potencia del panel. Este algoritmo determina el ciclo de trabajo del convertidor elevador, el cual se sinteriza posteriormente empleando la técnica de modulación unipolar PWM. Esta modulación se encarga de generar los pulsos de disparos del SEPIC modificado. Los detalles del control se encuentran en el siguiente capítulo.

El bloque de control del inversor se divide en dos parte, por un lado se encuentra un controlador de tensión, que se encarga de generar una corriente de referencia. La segunda parte es el control de corriente, que es usado para seguir la corriente de referencia con el menor error posible, además tiene un papel importante ya que se encarga de generar los pulsos de conmutación en el inversor SHREC.

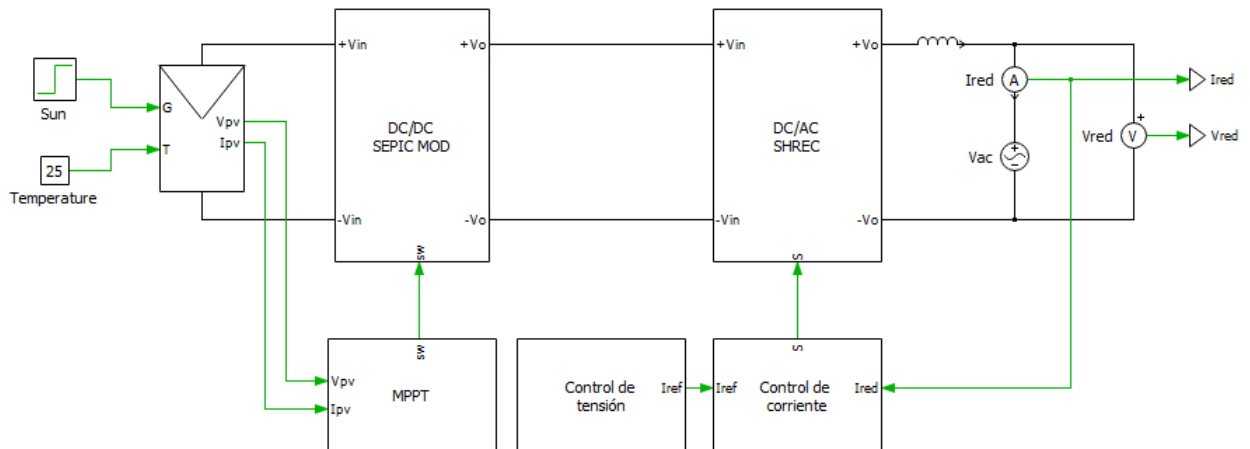


Figura 44: Esquema general de simulación del sistema FV conectado a la red

En la figura 44 se presenta el esquema general del sistema fotovoltaico conectado a la red que se simuló en PLECS, se pueden identificar los bloques o subsistemas que han sido creados para facilitar las conexiones entre las etapas del sistema. Se recurrió al manual de

PLECS [30] para consultar las instrucciones necesarias en la creación de estos bloques. Los bloques contienen los diseños del convertidor DC/DC y del inversor, el bloque de control MPPT, que a su vez contiene la etapa PWM para generar los pulsos de disparo del convertidor DC/DC, y los bloques de control de tensión y control de corriente correspondientes al control del inversor, que se describirán en un capítulo más adelante.

## *Capítulo 4*

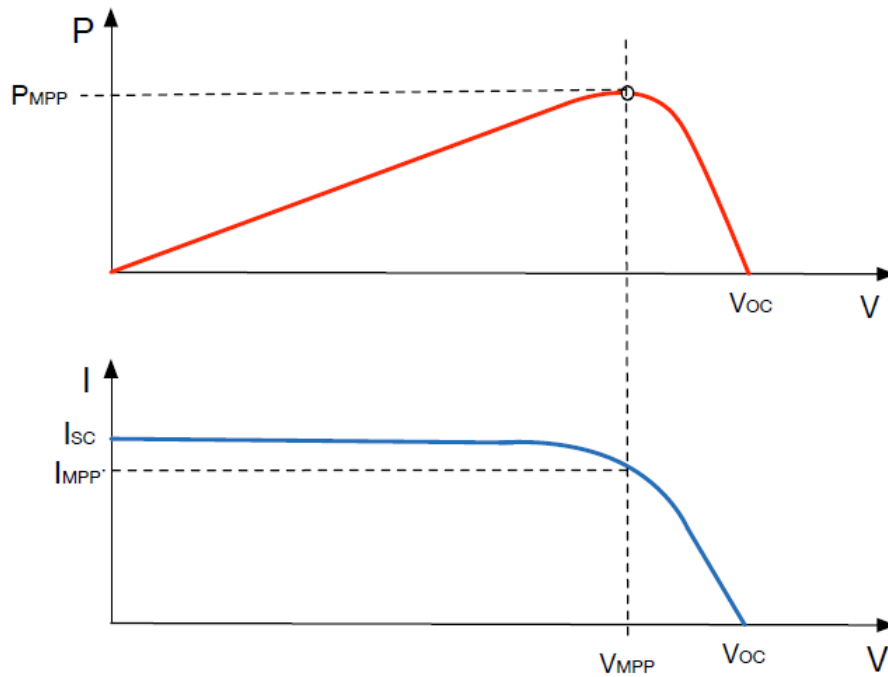
# *Algoritmo para el seguimiento del punto de máxima potencia*

Dentro del estudio de las energías renovables y el aprovechamiento de la energía solar fotovoltaica, se busca constantemente que el aprovechamiento sea el máximo, esto con el fin de optimizar y aumentar la eficiencia de todo el sistema fotovoltaico. En ese sentido, se busca que la energía extraída del arreglo de paneles sea máxima, para conseguir esto se usan técnicas para el seguimiento del punto de máxima potencia (Maximum Power Point Tracking - MPPT) [32].

En la Figura 45 se observa la curva de potencia característica y la curva de tensión-corriente entregada por un arreglo de paneles. Para lograr que la energía extraída del arreglo fotovoltaico sea máxima, se debe hallar el punto donde el generador entrega la potencia máxima, punto en el cual la tensión y corriente se denotan como  $V_{MPP}$  e  $I_{MPP}$ , respectivamente.

Debido a que la potencia suministrada por los arreglos fotovoltaicos varía según la temperatura y la irradiancia de las celdas solares, se hace necesario la implementación de algoritmos que permitan seguir el punto de máxima potencia a condiciones variables, como se muestra en las figuras 46 y 47. Dichas curvas fueron tomadas de simulaciones realizadas en PLECS. Además si hay presencia de sombras parciales, se tendrán varios puntos de potencia máxima local, pero al final siempre se tiene un punto de potencia máximo global [32].

Dentro de la literatura existen una gran variedad de técnicas de control MPPT que utilizan algoritmos matemáticos para lograr la extracción de la máxima potencia del arreglo. Los algoritmos se encargan de ir cambiando el ciclo útil de la señal de conmutación del convertidor DC/DC hasta conseguir que funcione alrededor del punto donde se extrae la mayor cantidad de potencia del arreglo, en ese sentido, el objetivo de los algoritmos es controlar la señal de



Fuente: [31]

Figura 45: Curvas características PV para condiciones uniformes de irradiancia y temperatura

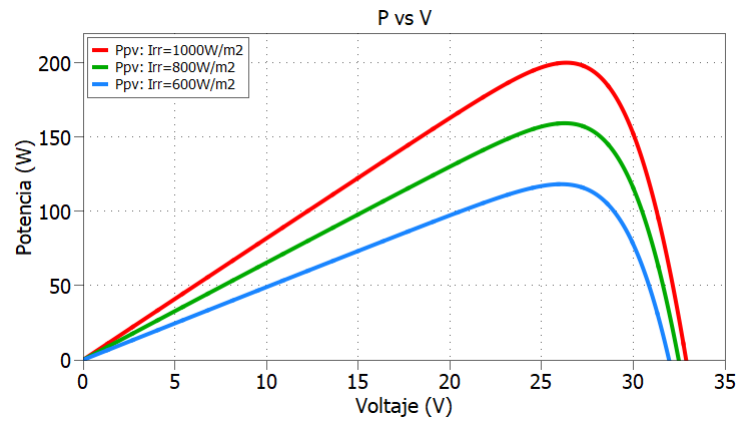


Figura 46: Curva característica de potencia para diferentes condiciones de irradiancia

comutación del convertidor y por ende su punto de operación [33, 34].

Los algoritmos mas comúnmente usados dentro de la literatura cuando no se presentan sombras parciales son: Perturbar y observar (P&O), Conductancia incremental (CI) y Tensión Constante. Algunos de estos algoritmos son más convenientes que otros de acuerdo al requeri-

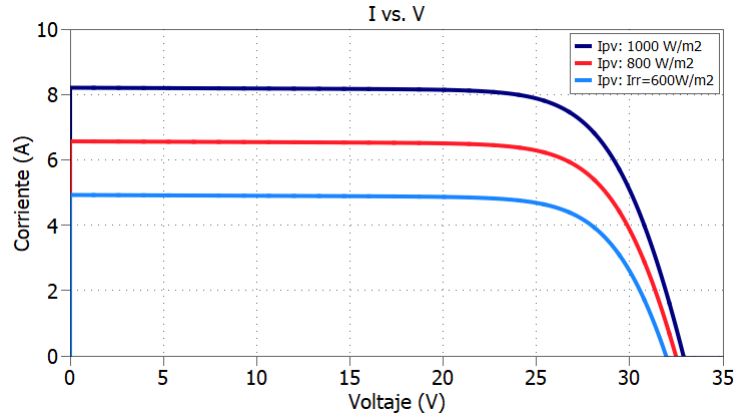


Figura 47: Curva característica de corriente vs. tensión para diferentes condiciones de irradiancia

miento, complejidad de implementación, sensores requeridos, costos, eficiencia de hardware, y velocidad de convergencia [30].

En este proyecto de grado se optó por utilizar el algoritmo de Perturbar y Observar, debido a que el diseño y complejidad de implementación es bajo, es uno de los más comúnmente usados para sistemas de aprovechamiento de energía solar, y dentro de la literatura ha demostrado muy buenos resultados [33].

## 4.1. Método MPPT de Perturbar y Observar(P&O)

El algoritmo de perturbar y observar es de los más conocidos para calcular el MPPT por su facilidad de implementación. Como su nombre lo indica, consiste en realizar pequeñas perturbaciones iterativas y observar su comportamiento.

En la iteración  $k$ , se mide la tensión correspondiente  $V_{PV}$  en la salida del arreglo fotovoltaico. Posteriormente, en el instante  $k+1$  nuevamente se mide su tensión correspondiente, y si la potencia y la tensión del arreglo han aumentado, esto indica que la pendiente  $dP/dV$  es positiva y que la perturbación se mueve hacia el punto de máxima potencia, por lo tanto, hay que seguir aumentando  $V_r$  (tensión de referencia del panel), si por el contrario la potencia disminuye, entonces el punto de operación se ha alejado, situándose en la parte derecha de la curva de P vs. V del panel en la cual la pendiente  $dP/dV$  es negativa, por lo que  $V_r$  debe disminuir.

Como se observa en la figura 48, el algoritmo P&O se guía de la pendiente  $dP/dV$  en la

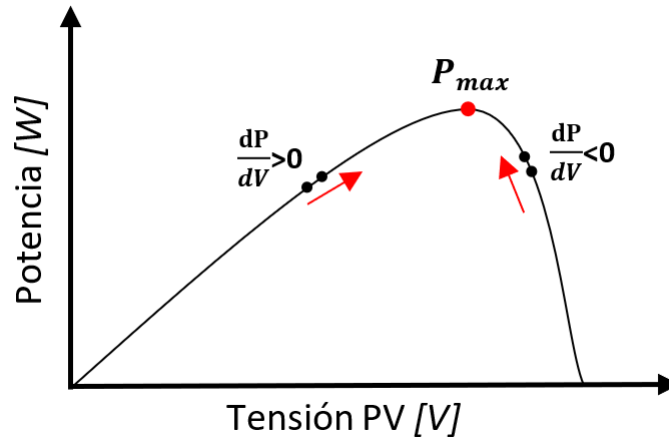


Figura 48: Concepto del algoritmo P&O

curva característica de P vs. V del panel, una pendiente positiva o negativa indican la siguiente perturbación a seguir, como lo indica la tabla 1.

Perturbación en tensión	$\Delta P$	Siguiente perturbación
Positiva	Positiva	Positiva
Positiva	Negativa	Negativa
Negativa	Positiva	Negativa
Negativa	Negativa	Positiva

Tabla 1: Reglas del algoritmo P&O

Estas iteraciones positivas o negativas en la tensión del arreglo fotovoltaico conllevan a disminuir o aumentar en pequeños pasos el ciclo de trabajo del convertidor garantizando que la tensión del arreglo oscile alrededor del  $V_{MPP}$ . En este proyecto de grado se establecieron límites a la tensión de salida del controlador, esto para no tener ciclos de trabajo menores a cero ni cercanos o mayores a uno.

En la figura 49 se observa el diagrama de flujo del algoritmo P&O, donde primero se miden las variables de tensión y corriente del panel, para saber su estado actual, luego se calcula la potencia en el instante actual. Seguido se calculan los delta de tensión y potencia que hacen referencia a la diferencia de la tensión y potencia en el instante actual ( $k$ ) respecto a la tensión y potencia en un instante anterior ( $k-1$ ).

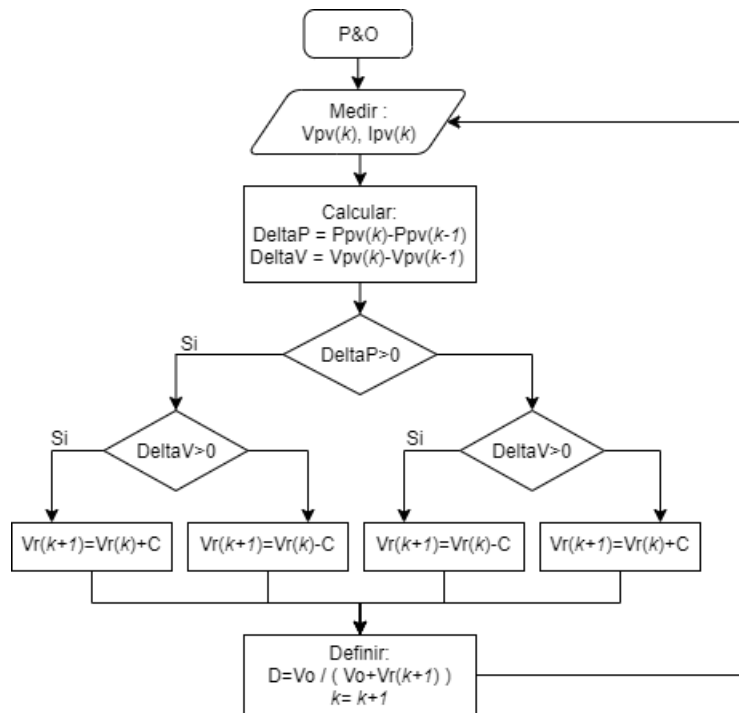


Figura 49: Diagrama de flujo del algoritmo P&O

Seguido de la declaración de las variables y los delta, el algoritmo determina la perturbación a ejecutar en el ciclo de trabajo del convertidor con base en las reglas descritas en la tabla 1 [34].

Para implementar el algoritmo dentro de PLECS, se diseña el bloque MPPT que se observa en la figura 44 y en la figura 50, dentro de dicho bloque se encuentran unos subsistemas donde se realiza toda la lógica del algoritmo.

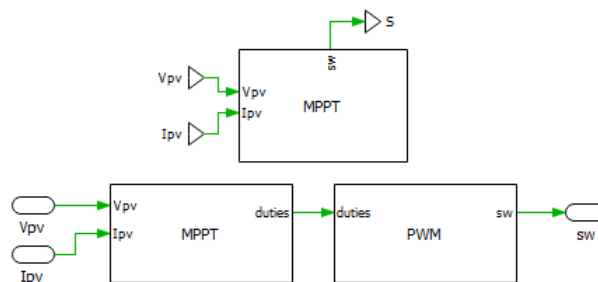


Figura 50: Zoom en el bloque o subsistema MPPT de la figura 44

**4.1.1 Bloque o subsistema MPPT:** Dentro del bloque MPPT se observan dos instancias distintas del algoritmo. En la instancia MPPT de la figura 50, se encuentran

dos bloques C-Script (bloque proporcionado por PLECS para implementar códigos escritos en C) que se desarrollaron para seguir el punto de máxima potencia, los bloques C-Script tienen como salidas la tensión de referencia del panel fotovoltaico y el ciclo de trabajo del convertidor, tal como se muestra en la figura 51 .

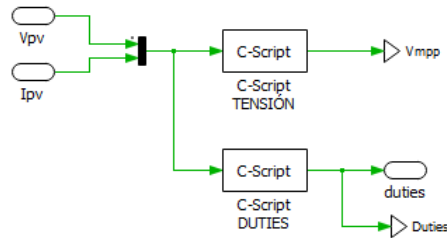


Figura 51: Subsistema para implementar el algoritmo P&O y generar el ciclo de trabajo del SEPIC modificado

El valor del ciclo del trabajo entra al bloque de control PWM, en donde se compara con una señal triangular para generar los disparos o pulsos del convertidor SEPIC modificado, y que extraiga la potencia máxima del arreglo fotovoltaico, esto se observa en la figura 52.

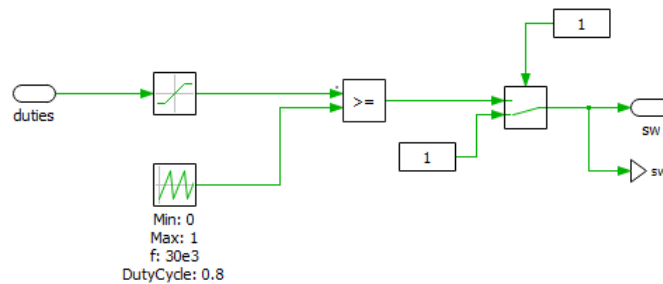


Figura 52: Subsistema para generar la conmutación del SEPIC modificado

## Capítulo 5

### Control del inversor

El sistema de control del inversor está compuesto por dos subsistemas. El primer subsistema es empleado para generar la corriente de referencia a inyectar a la red y controlar la tensión del bus de continua del inversor. El otro subsistema corresponde al control de corriente que se encarga de la generación de los pulsos de conmutación del inversor SHREC, de manera que la corriente inyectada a la red siga a la corriente de referencia con el menor error posible.

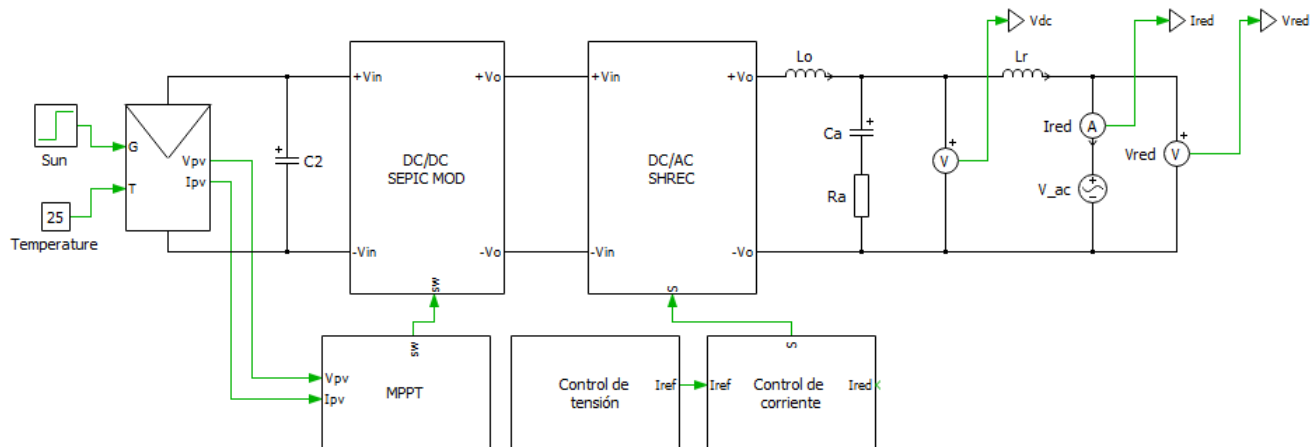
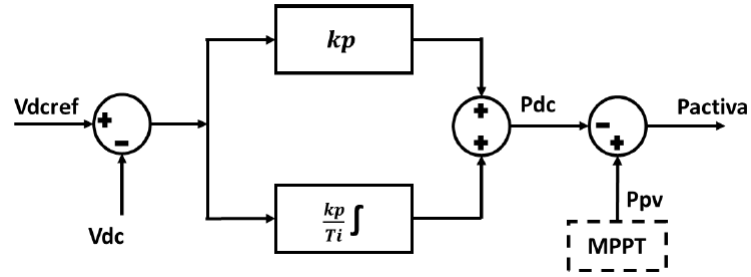


Figura 53: Esquema de control del sistema fotovoltaico

### 5.1. Generación de corriente de referencia

En este trabajo se busca controlar el inversor para entregar a la red sólo potencia activa, es decir, el factor de potencia (FP) debe ser unitario, y esto se logra por medio de una inyección de corriente sinusoidal pura, que se encuentre en fase con la tensión de red.



Fuente: [34]

Figura 54: Esquema de control de corriente

La corriente de referencia se obtiene por medio de la siguiente ecuación:

$$i_{ref}(t) = \frac{P_{activa} V_{red}(t)}{V_{red,rms}^2} \quad (5.1)$$

La potencia activa se describe como [34]:

$$P_{activa} = P_{MPPT} - P_{DC} \quad (5.2)$$

Donde:

- ❖  $V_{red}(t)$  es la tensión de la red en el punto de conexión común.
- ❖  $V_{red,rms}$  es el valor eficaz o rms de la tensión de red.
- ❖  $P_{MPPT}$  es la potencia activa que entrega el panel o generador fotovoltaico.
- ❖  $P_{DC}$  es la potencia requerida para mantener la tensión del capacitor del lado de continua del inversor en el valor de referencia  $V_{dcref}$  (se considera  $V_{dcref}=200[V]$ ).

Para hallar la potencia  $P_{DC}$  se emplea un controlador proporcional integral (PI) que permite regular la tensión en el bus de continua del inversor:

$$P_{DC} = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int e(t) dt \quad (5.3)$$

- ❖  $K_p$  y  $T_i$  son constantes.
- ❖ La diferencia o error se calcula a través  $e(t) = V_{dcref} - V_{dc}$ .

**5.1.1 Bloque Control de tensión** En el bloque llamado Control de tensión se busca generar la corriente de referencia. Esta corriente de referencia cambia de acuerdo a la potencia activa a inyectar a la red, determinada a partir de la potencia generada por el panel y la regulación de tensión del lado de DC del inversor. Primero se compara la tensión de referencia a la entrada de DC del inversor (en este proyecto es de 200[V]) con la tensión medida, para determinar el error de tensión que ingresa al bloque Voltage controller como lo muestra la figura 55.

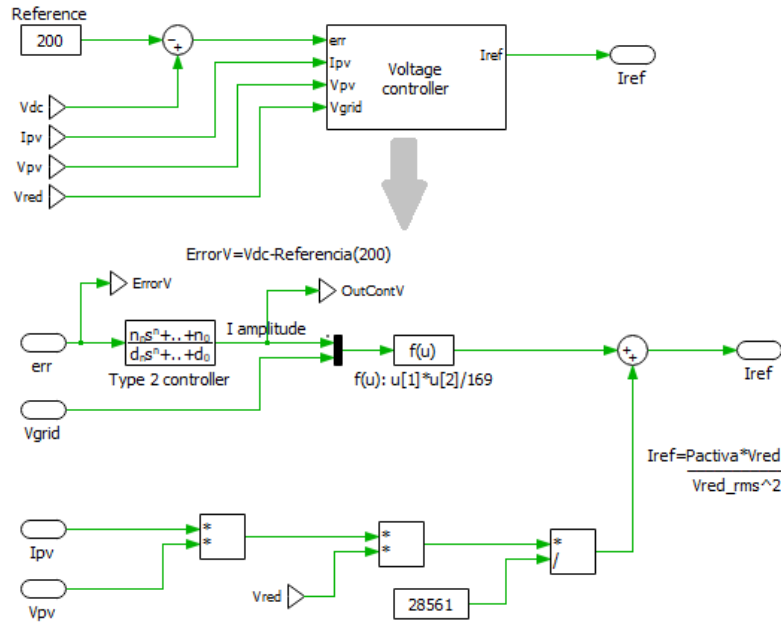


Figura 55: Subsistema Control de tensión

En el bloque Voltage controller se tiene un control de tensión en donde se halla la potencia activa  $P_{DC}$ . Para hallar la potencia  $P_{DC}$  se utiliza un controlador proporcional integral (PI), como lo muestra la ecuación (5.3). Para simular el controlador en PLECS se utiliza el bloque o filtro proporcionado por el software llamado Type 2 Controller como lo muestra la figura 55.

Para hallar la corriente de referencia se sigue el esquema que se muestra en la figura 55, basado en el diagrama de la figura 54. El resultado de este bloque es una señal de salida que corresponde a la corriente de referencia, que posteriormente ingresa al bloque de control de corriente, como lo muestra la figura 58.

## 5.2. Control de corriente

Según la literatura, se requiere de tres señales de referencia para la generación de los pulsos de conmutación del inversor SHREC, estas corresponden a: dos señales sinusoidales de baja frecuencia desfasadas  $180^\circ$  entre sí, y una señal triangular de alta frecuencia. Los conmutadores se activan de la siguiente manera (ver Figura 37):

- ❖ S5 trabaja a baja frecuencia, se activa cuando la señal de referencia 1 es mayor a la señal de referencia 2.
- ❖ S6 trabaja a baja frecuencia, se activa cuando la señal de referencia 2 es mayor a la señal de referencia 1.
- ❖ Par S1, S3 trabajan a altas frecuencias, se activan cuando la señal de referencia 1 es mayor a la señal de referencia 3.
- ❖ Par S2, S4 trabajan a altas frecuencias, se activan cuando la señal de referencia 2 es mayor a la señal de referencia 4.

La descripción de estas señales se pueden visualizar en la figura 56.

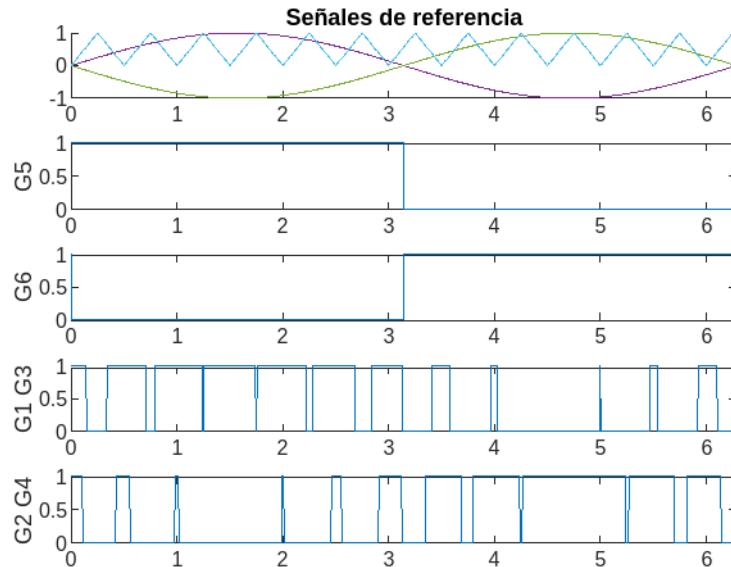
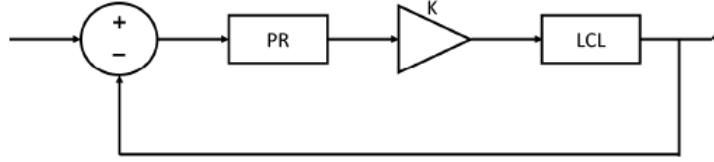


Figura 56: Señales de referencia para la generación de los pulsos de conmutación del inversor SHREC

En la figura 57 se encuentra el lazo de control de la corriente del SHREC. Es un sistema retroalimentado, en este caso con la corriente de red, y se compara con la corriente de referencia.



*Fuente: [34]*

Figura 57: Diagrama de bloques del sistema de control del inversor

Cuenta además con un bloque correspondiente a un control proporcional resonante (PR), que se encarga de controlar la respuesta dinámica en altas frecuencias y además, la acción resonante, elimina el error de estado estable. Pero puede introducir una ganancia infinita en la frecuencia de resonancia, por eso, se propone es la implementación de un controlador Proporcional Resonante con amortiguamiento.

La ecuación de transferencia que describe al controlador es la siguiente:

$$G_{PR}(s) = k_{PR} + \frac{2k_i\omega}{s^2 + 2\omega + \omega_0^2} \quad (5.4)$$

Donde,

- ❖  $k_{PR}$  es la ganancia proporcional del lazo de control.
- ❖  $k_i$  aumenta la ganancia de la campana de resonancia.
- ❖  $\omega_0$  corresponde a la ubicación de la campana de resonancia del controlador.

La ecuación del filtro de salida LCL (ver figura 53), describe la relación entre la corriente que es inyectada a la red con la tensión de salida del inversor SHREC, la función de transferencia es la siguiente:

$$G_{LCL}(s) = \frac{R_a C_a s + 1}{L_o L_r C_a s^3 + (L_o + L_r) R_a C_a s^2 + (L_o + L_r) s} \quad (5.5)$$

- ❖  $R_a$  es la resistencia que se encuentra en serie con el capacitor en la salida.

- ❖  $L_o$  es la inductancia conectada al inversor SHREC.
- ❖  $C_a$  corresponde al capacitor de salida.
- ❖  $L_r$  corresponde a la inductancia de red.

Ahora que ya se tienen las funciones de transferencia del controlador PR y del filtro LCL, se procede a obtener la función de transferencia del sistema de control del inversor a partir del diagrama de bloques mostrado en la figura 57.

$$G(S) = \frac{Y(S)}{X(S)} = k \frac{G_{PR}(s)G_{LCL}(s)}{1 + kG_{PR}(s)G_{LCL}(s)} \quad (5.6)$$

Los valores hallados para las constantes de diseño del controlador se muestran en la tabla 1. El proceso para llegar a la función de transferencia del sistema (5.6) como también el proceso para las constantes de diseño se encuentra en el apéndice.

Constantes	Valor
$k_{PR}$	30
$k_i$	2000
$\omega_o$	$2\pi f$

Tabla 1: Constantes de diseño de control de corriente

Finalmente, la señal de salida del controlador PR corresponde a la señal de referencia 1 empleada en la técnica de modulación del inversor SHREC. Asimismo, la señal de referencia 2 corresponde a la señal de referencia 1 negada.

**5.2.1 Bloque de control de corriente** El bloque o subsistema de corriente, se encarga de la generación de las señales de activación de los transistores del inversor SHREC, según se describió anteriormente. En la figura 58 se presenta la implementación en PLECS de este subsistema.

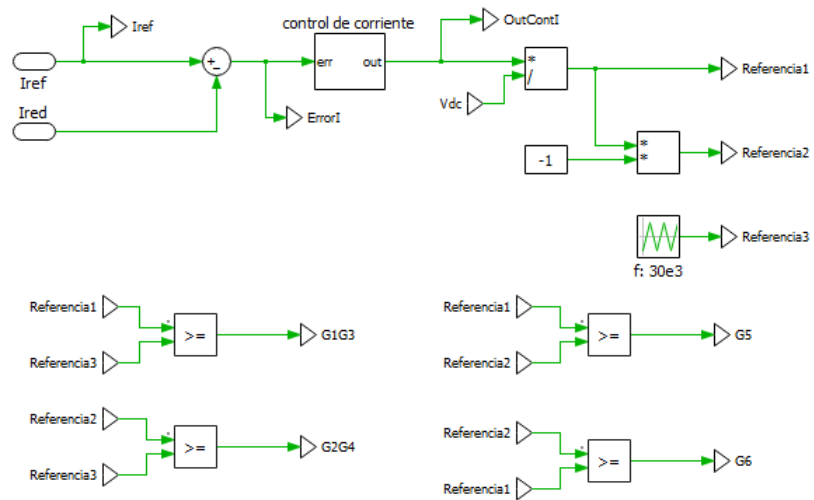


Figura 58: Subsistema Control de corriente del inversor SHREC

## *Capítulo 6*

# ***RESULTADOS DE SIMULACIÓN***

Para la simulación del sistema fotovoltaico conectado a la red se consultaron diferentes tipos de paneles comerciales. El resultado de dicha consulta se plasmó en una hoja de cálculo con las principales características de los paneles y se escogieron los rangos de operación en los cuales trabajaría el microinversor. Dicha hoja de calculo se dejó dentro de la referencia bibliográfica para el apoyo de un posible trabajo futuro. En las simulaciones se consideraron tres diferentes paneles solares, uno de tecnología de película delgada (PD) y dos de tecnología de material policristalino (PC).

El sistema fotovoltaico simulado en este trabajo de grado cuenta con un bloque PV, que simula el comportamiento del panel fotovoltaico, dicho bloque está conectado a un circuito de conversión SEPIC modificado considerando un capacitor de salida  $C_{opv}$ , a su vez, el convertidor SEPIC está conectado a un inversor SHREC, y finalmente este se encuentra conectado a un filtro de salida que se conecta a la red, tal como se mostró en la figura 53.

Para abordar este capítulo se mostrarán primero los resultados de simulación para tres diferentes paneles simulados en PLECS, para diferentes condiciones de irradiancia. Seguido a esto se mostrarán los resultados del algoritmo MPPT implementado y las gráficas de simulación del seguimiento del punto de máxima potencia para diferentes condiciones de irradiancia. Seguido a esto se mostrarán los resultados del inversor y el seguimiento de la corriente de referencia ante variaciones de irradiancia.

En la tabla 1 se muestran los valores de los elementos para los cuales se realizaron las simulaciones.

Características		
Paneles Fotovoltaicos	PD	1
	PC	2
Capacitor de entrada del SEPIC		22 $\mu\text{F}$
Capacitor de entrada del inversor		500 $\mu\text{F}$
Inductancia salida del inversor		1.145 mH
Inductancia salida del filtro		57.27 $\mu\text{H}$
Resistencia del filtro		1.912 $\omega$
Frecuencia de conmutación		60 kHz

Tabla 1: Características de los elementos del sistema fotovoltaico conectado a la red

## 6.1. Comprobación del funcionamiento del arreglo fotovoltaico para diferentes paneles

El circuito mostrado en la figura 40 fue implementado con el fin de obtener las curvas características de los paneles fotovoltaicos como lo son I vs. V, P vs. V.

De la consulta que se realizó acerca de los rangos y especificaciones de paneles, se seleccionaron 3 referencias de paneles de diferentes compañías para realizarles la implementación en simulación. Las figuras 59, 62 y 65 muestran las especificaciones técnicas de las 3 referencias de paneles que fueron elegidas.

Calyxo		
Measure		CX4/4
Pmpp	[W]	107.5-127.5
Impp	[A]	1.30-1.40
Vmpp	[V]	83.2-91.8
Isc	[A]	1.63-1.67
Voc	[V]	94.1-100.2

Figura 59: Especificaciones datasheet Calyxo

La figura 59, corresponde a las especificaciones de la serie CX/4 de Calyxo, un panel de material de película delgada, el rango de las potencias MPP van desde 107.5-127.5[W].

La figura 60 y 61 muestran los resultados de la simulación correspondiente a P vs V y I vs V respectivamente de la referencia CX4/4 con características de  $V_{oc}= 100.2[V]$  y  $I_{sc}= 1.67 [A]$ .

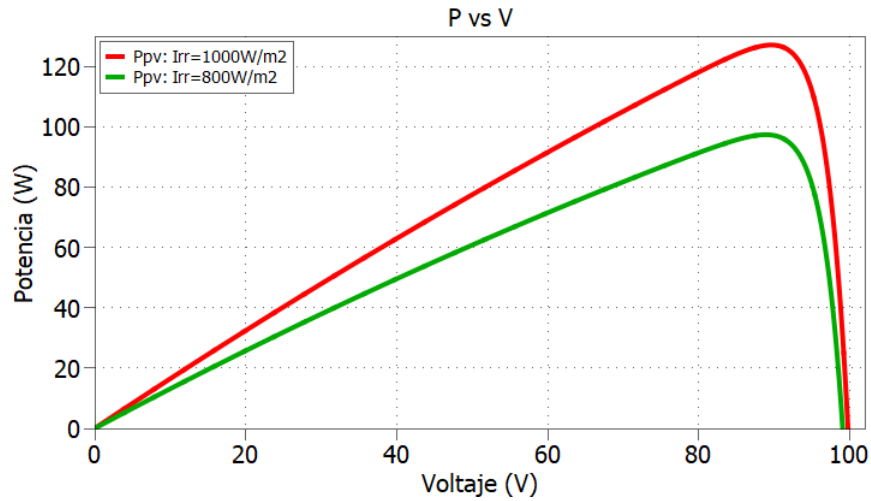


Figura 60: Curva P vs V del panel CX4/4 de Calyx

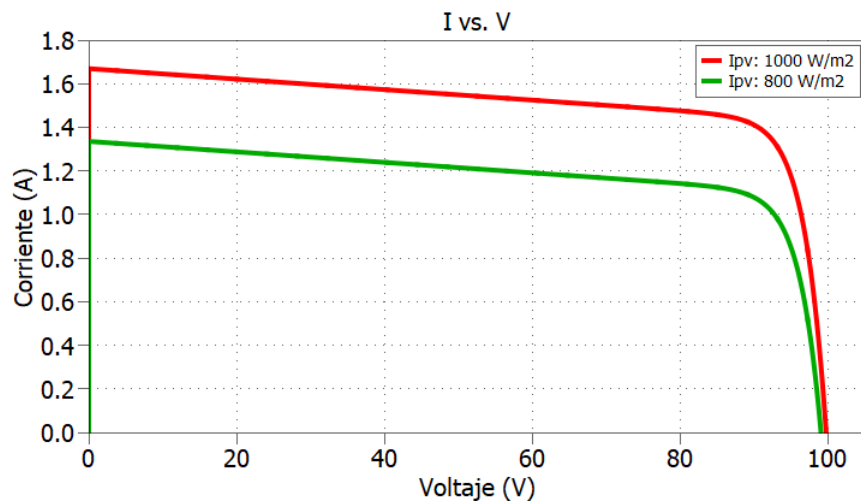


Figura 61: Curva I vs V del panel CX4/4

Se observa que para esas características se obtuvieron resultados de  $P_{mpp}=127 [W]$ ,  $V_{mpp}=90 [V]$  y  $I_{mpp}= 1.41[A]$  para una irradiancia de  $1000[W/m^2]$  que corresponden a los que se deberían obtener según el datasheet mostrado en 59.

Igualmente se obtuvieron los valores de Potencia, tensión y corriente en el punto máximo para una irradiancia de  $800[W/m^2]$ , y se obtuvieron los valores de  $P_{mpp}= 97.32 [W]$ ,  $V_{mpp}= 88.9 [V]$  y  $I_{mpp}= 1.1 [A]$  mostrados en la figura 60 de color verde.

La figura 62, muestra características de paneles policristalinos de Solar Innova, los cuales tienen potencias MPP mayores, desde los 260-275 [W].

		Solar Innova			
Measure		Monocristalino 90 Celdas			
Pmpp	[W]	260	265	270	275
Impp	[A]	5.31	5.40	5.46	5.55
Vmpp	[V]	48.99	49.07	49.46	49.54
Isc	[A]	5.63	5.64	5.72	5.75
Voc	[V]	60.48	60.58	61.06	61.16

Figura 62: Especificaciones datasheet Solar Innova

En las figura 63 y 64 se muestra la simulación del panel de la empresa Solar Innova, el panel simulado es el que tiene las características de  $V_{oc}= 60.48[V]$  y  $I_{sc}= 8.43 [A]$ .

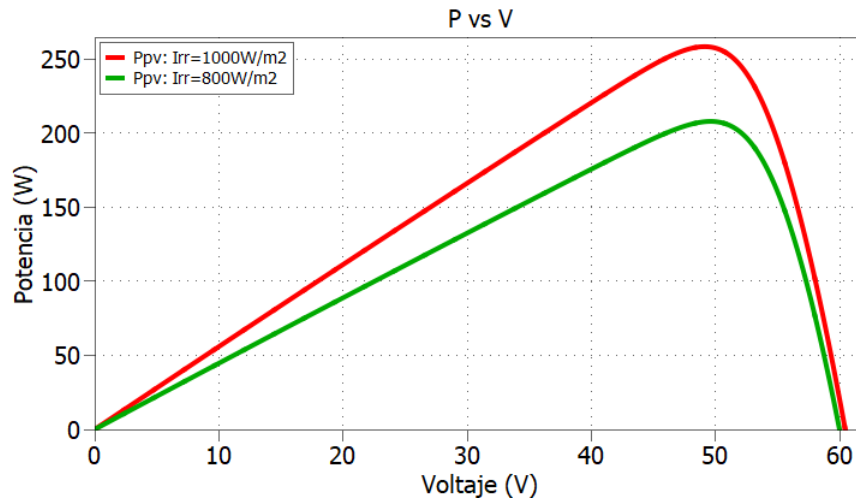


Figura 63: Curva P vs V del panel de Solar Innova

Se observa que para este panel con esas características se obtuvieron resultados de  $P_{mpp}= 259 [W]$ ,  $V_{mpp}= 49.5 [V]$  y  $I_{mpp}= 5.3[A]$  para una irradiancia de  $1000 [W/m^2]$  que corresponden a los que se deberían obtener según el datasheet que se muestra en la figura 62.

Igualmente se obtuvieron los valores de Potencia, tensión y corriente en el punto máximo para una irradiancia de  $800[W/m^2]$ , y se obtuvieron los valores de  $P_{mpp}= 208.5 [W]$ ,  $V_{mpp}= 49 [V]$  y  $I_{mpp}= 4.2[A]$  mostrados en la figuras 63 y 64 de color verde.

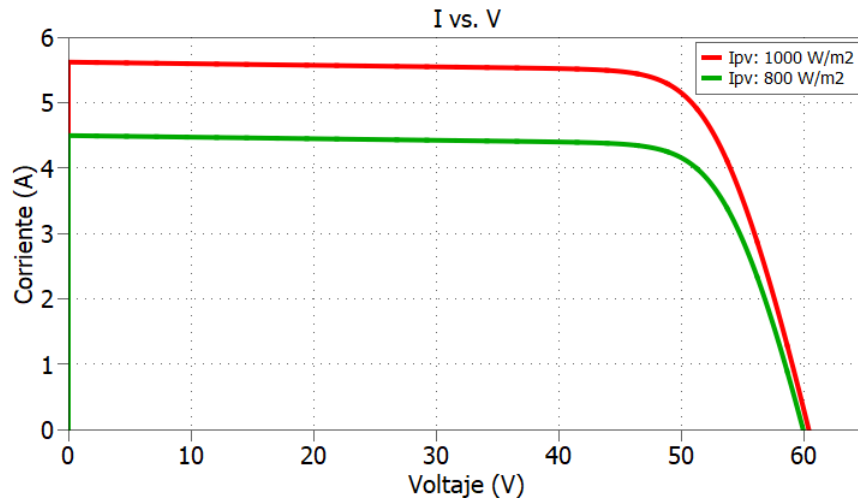


Figura 64: Curva I vs V del panel CX4/4

Finalmente la figura 65 muestra las características técnicas de la empresa KYOCERA, que tiene potencia máxima (MPP) de 200[W].

Kyocera		
Measure		KC200GT
Pmpp	[W]	200
Impp	[A]	7.61
Vmpp	[V]	26.3
Isc	[A]	8.21
Voc	[V]	32.9

Figura 65: Especificaciones datasheet Kyocera

En las figura 66 y 67 se muestra la simulación para el panel de KYOCERA con características de  $V_{oc}=32.9 [V]$  y  $I_{sc}= 8.21 [A]$ .

Se observa que para el panel del fabricante KYOCERA con esas características se obtuvieron resultados de simulación de  $P_{mpp}= 200[W]$ ,  $V_{mpp}= 26.36[V]$  y  $I_{mpp}= 7.6[A]$  para una irradiancia de  $1000[W/m^2]$  que corresponden a los que se deberían obtener según el datasheet que se muestra en la figura 65.

Del mismo modo se obtuvieron los valores de Potencia, tensión y corriente en el punto máximo para una irradiancia de  $800[W/m^2]$ , y se obtuvieron los valores de  $P_{mpp}= 159.3 [W]$ ,

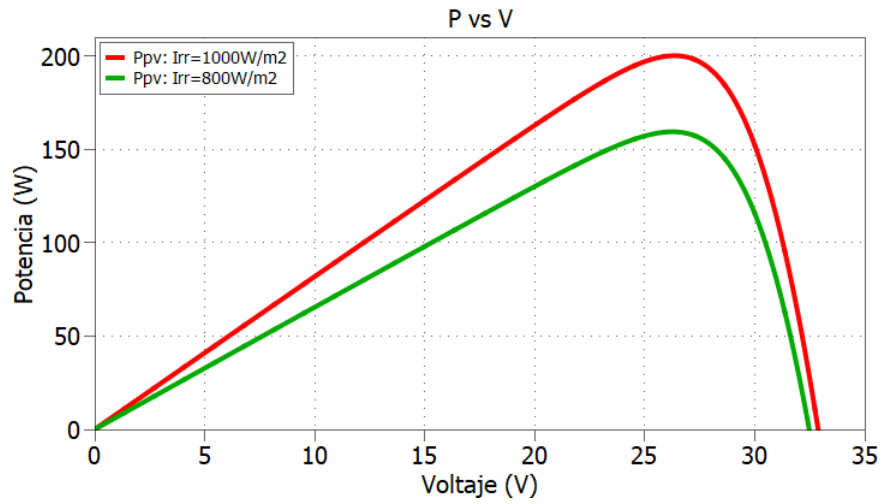


Figura 66: Curva P vs V del panel KC200GT de Kyocera

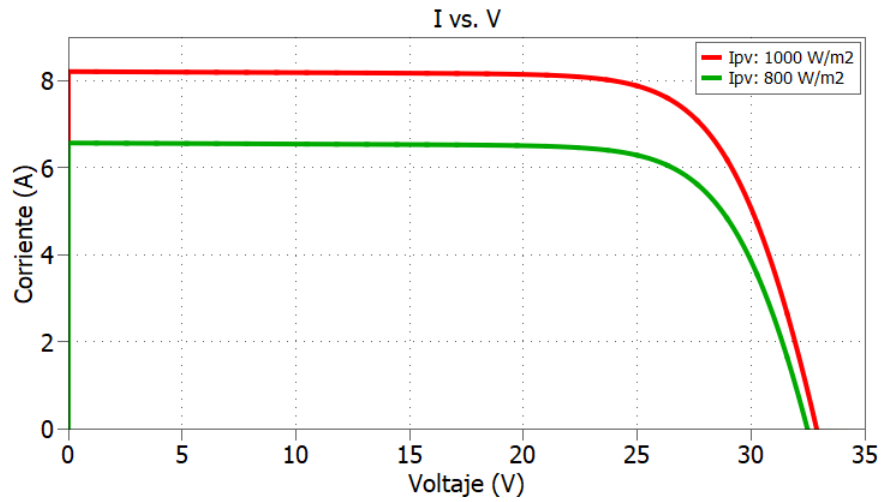


Figura 67: Curva I vs V del panel CX4/4

$V_{mpp} = 26.26[V]$  y  $I_{mpp} = 6.07[A]$  mostrados en la figuras 66 y 67 de color verde.

Se observa que el modelado del panel fotovoltaico que se utilizó dentro de PLECS está funcionando correctamente, ya que se obtienen los valores de Potencia, tensión y corriente en el punto de máxima potencia igual a los que brinda el datasheet de cada fabricante.

## 6.2. Resultados de simulación del funcionamiento del microinversor

En esta sección se mostrarán los resultados del funcionamiento del microinversor para los tres diferentes tipos de paneles mostrados anteriormente.

De cada panel se mostrarán, las curvas de tensión y corriente que el convertidor de tensión extrae del panel mediante el controlador MPPT y se observará que se extraigan en el punto de máxima potencia de cada arreglo. Estos resultados se mostrarán para cambios irradiancia a temperatura constante. También se mostrará como se mantiene la tensión a la salida del convertidor SEPIC modificado ante cambios de irradiancia. Posteriormente se mostrará la gráfica de la corriente inyectada a la red, y se observará que dicha corriente esté en fase con la red a una  $f= 30[kHz]$ , y que siga a la corriente de referencia ante cambios de irradiancia.

La irradiancia se varia con un bloque de función escalón proporcionado por PLECS, que se conecta al bloque del panel fotovoltaico.

**6.2.1 Simulación con el Panel CX4 de Calyxo** Se agregaron las características del panel CX4 a la mascara de la figura 39 del capítulo 3, dichas características se sacaron del datasheet proporcionado por el fabricante.

1. Extracción de tensión y corriente del panel en el punto de Máxima potencia y funcionamiento del convertidor SEPIC modificado

La figura 68 muestra la simulación de tensión, corriente y potencia en la salida del bloque correspondiente al panel fotovoltaico CX4/4 de Calyxo con un cambio de irradiancia de  $1000-800 [W/m^2]$ .

Con esta figura se comprueba el correcto funcionamiento del bloque MPPT que varía el ciclo útil del convertidor y extrae la potencia del arreglo en su punto máximo, ya que los valores de corriente, tensión y potencia que arroja la simulación, coinciden con los que se pueden apreciar en la figura 60 de la caracterización del arreglo cuando ocurre este cambio de irradiancia.

Igualmente se observa la influencia de la irradiancia en la corriente de salida del panel ya que para una irradiancia menor la corriente del panel disminuyó considerablemente moviendo el punto de máxima potencia del arreglo.

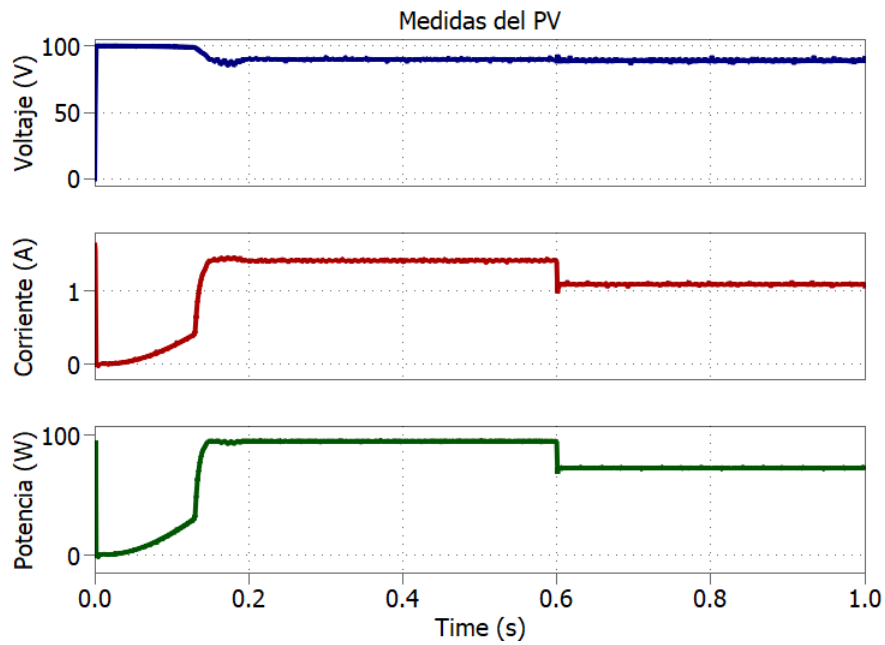


Figura 68: Señales de Tensión, corriente y potencia a la salida del PV CX4/4 de Calyxo

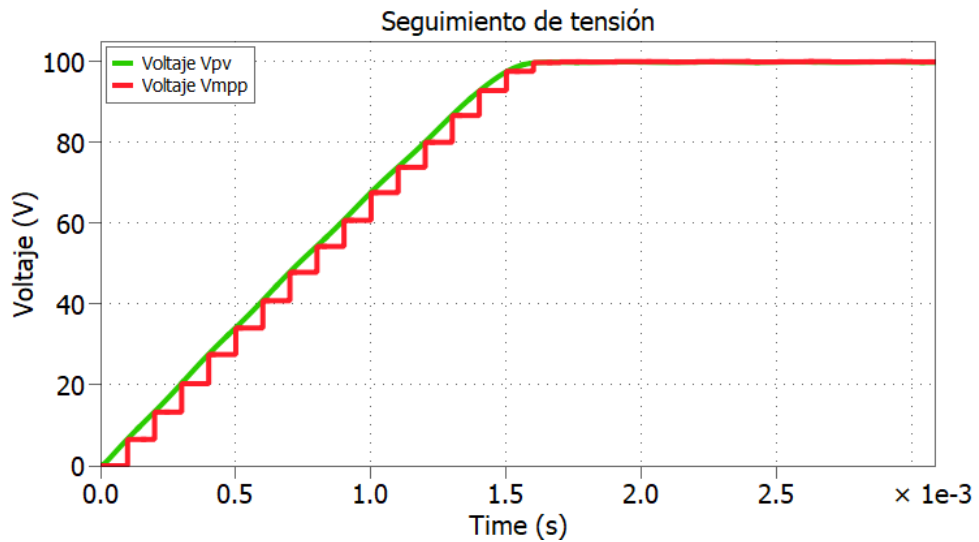


Figura 69: Seguimiento de tensión  $V_{mpp}$  con panel Calyxo

En la gráfica 70, se muestra el seguimiento de la tensión de referencia que está ejecutando el algoritmo de perturbar y Observar.

Finalmente se verifica tensión de salida del convertidor que debe mantenerse en 200 [V] ante cualquier cambio de irradiancia, en la figura 70 podemos observar esto, ya que el cambio de irradiancia se realiza en un  $t = 0.6s$ , y como se observa la tensión sigue siendo

200[V] después de ese punto.

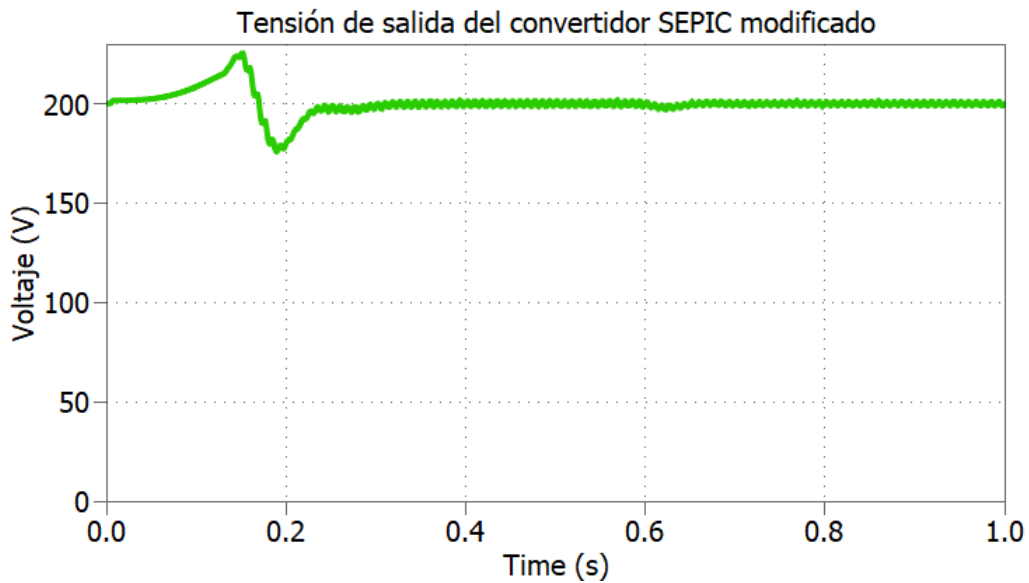


Figura 70: Tensión de salida en el convertidor ante cambios de irradiancia en  $t=0.6s$

## 2. Resultados de simulación del inversor y etapa de salida

Una vez comprobado el correcto funcionamiento del convertidor y su control se muestra los resultados de la implementación del inversor para la inyección de la corriente a la red, dicha corriente tiene las características de frecuencia de la red, del mismo modo se muestra el correcto funcionamiento del control del inversor en donde se verifica que la corriente inyectada a la red sigue la corriente de referencia con las características de la red.

En la figura 71 se encuentra:

### ❖ La tensión de red

La tensión de red corresponde a la tensión a la salida del inversor. Esta tensión se usa para obtener la corriente de referencia, que va a tomar las características de frecuencia que tiene dicha tensión, tiene un valor de  $169[V]$  de amplitud es decir  $120[V_{rms}]$  para simular la red. Para simular la tensión de red se utilizó un fuente de alterna proporcionada por PLECS.

### ❖ Corriente inyectada a la red

La corriente inyectada a la red corresponde a la corriente de salida del inversor

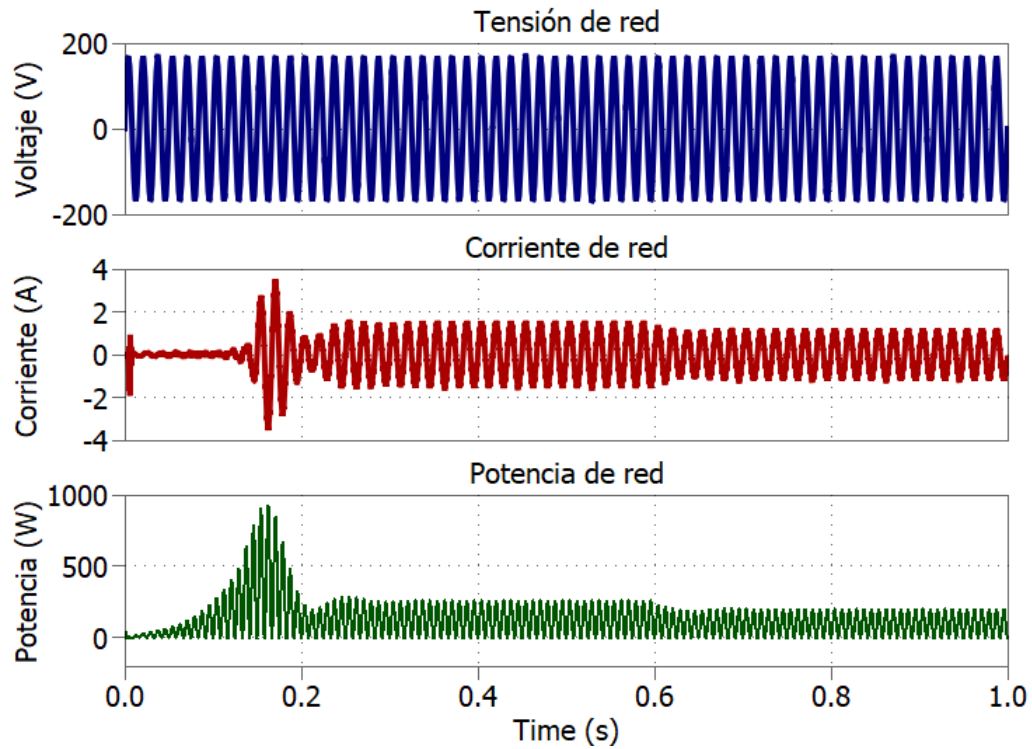


Figura 71: Señales de V,I y P en la red con cambio de irradiancia en  $t=0.6s$  usando panel CX4/4 de Calyxo

después de pasar por el filtro LCL, se observa que la corriente inyectada a la red se encuentra en fase con la red.

❖ Potencia de red

Corresponde a la potencia a la salida del inversor, es la multiplicación de la corriente inyectada con la tensión de la red, esta potencia varía según se cambie la irradiancia en el panel.

La figura 72(a) muestra la generación de la corriente de referencia a la salida del bloque de controlador, se puede apreciar que dicha corriente tiene las características de la red, y su amplitud corresponde a la corriente que se extrae del panel en el punto de máxima potencia.

En la figura 72(b), se aprecia la corriente que se le inyecta a la red, es decir, la corriente que genera el inversor con los pulsos PWM generados. Se comprueba que la corriente inyectada sigue a la corriente de referencia con un rizado del 10% como se estableció en el diseño.

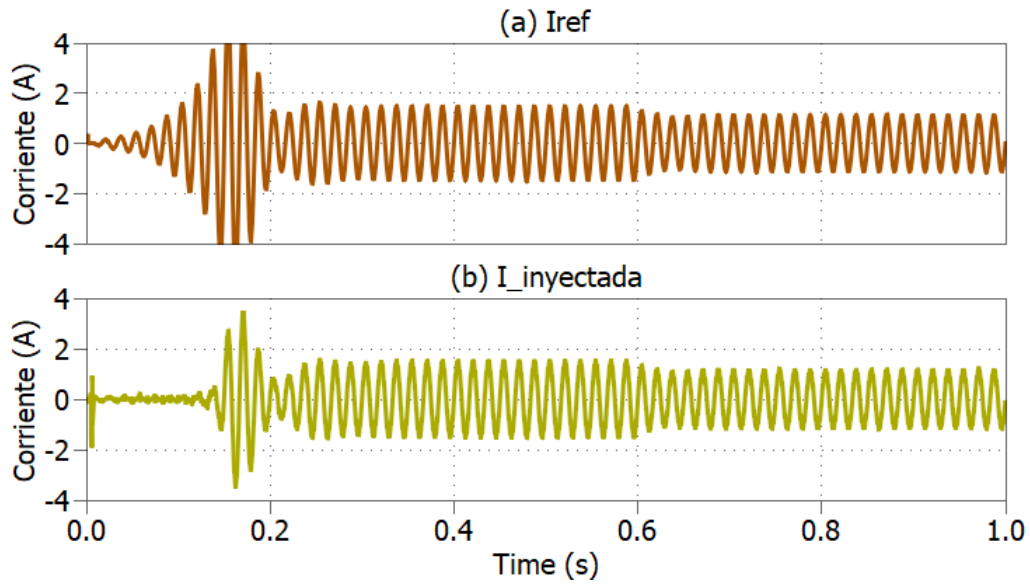


Figura 72: Corriente de referencia del inversor y corriente inyecta a la red con panel Calyxo

A su vez se tiene que en un punto de  $t = 0.6s$  la irradiancia varió de  $1000-800 [W/m^2]$ , por tanto el valor de la corriente del panel cambió a un valor menor, y se puede observar en el gráfico que en  $t = 0.6s$  la corriente inyectada a la red es menor e igual al valor en el punto máximo y que sigue correctamente la corriente de referencia.

La figura 73) es el resultado de la simulación del filtro de salida que fue mostrado en el capítulo 4, se trata de un filtro LCL que filtra la corriente de salida del inversor SHREC para inyectarla a la red, se comprueba el efecto del filtro en la corriente que se le inyecta a la red, se observa que antes del filtro la corriente tenía componente de alta frecuencia que al pasarse por el mismo se disminuyeron considerablemente.

**6.2.2 Simulación con el Panel Solar Innova** Ahora se realiza el mismo procedimiento de la subsección 6.2.1 pero ahora la simulación de hará con el panel Solar Innova mono cristalino de 90 celdas pero ahora la irradiancia se simulará con una variación de  $800-600 [W/m^2]$

Se agregaron las características del panel Solar innova mono cristalino de 90 celdas a la mascara y se realizaron las siguientes simulaciones:

Extracción de tensión y corriente del panel en el punto de Máxima potencia y funcionamiento del convertidor SEPIC modificado

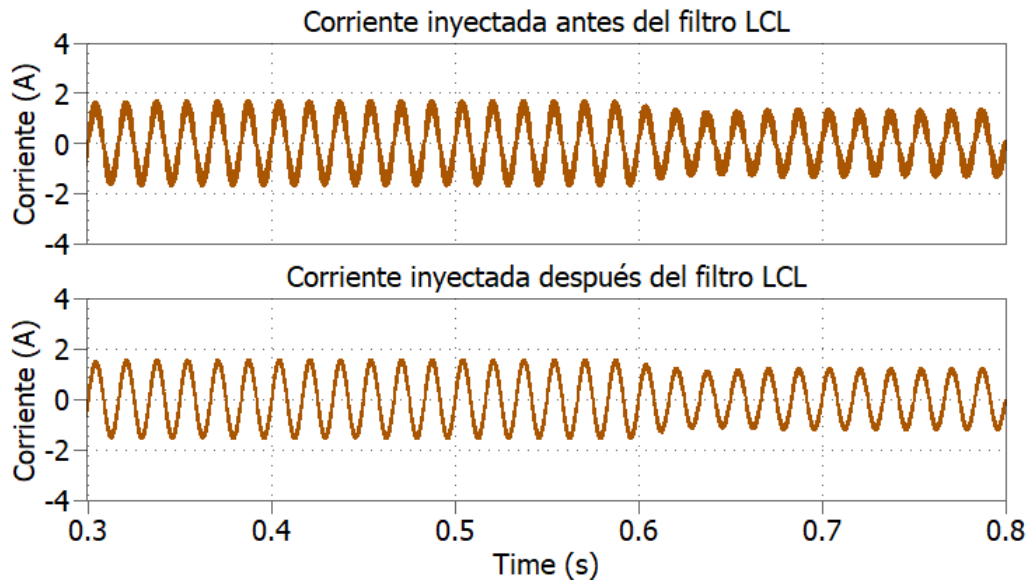
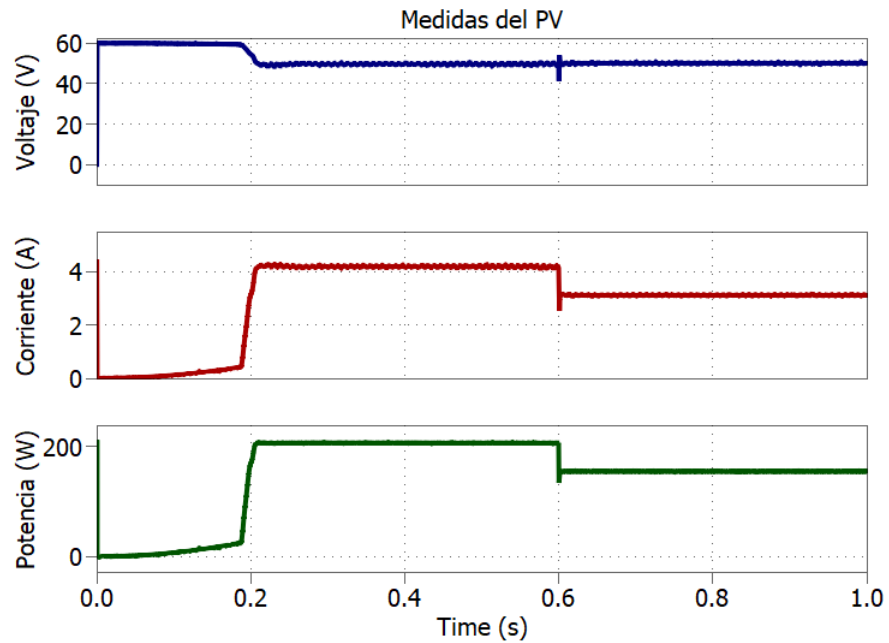


Figura 73: Corriente inyectada a la red antes y después del filtro de salida con panel Calyxo

Figura 74: Señales de Tensión, corriente y potencia a la salida del PV Solar Innova



La figura 74 muestra la simulación de tensión, corriente y potencia en la salida del bloque correspondiente al panel fotovoltaico solar Innova con un cambio de irradiancia de 800-600

$[W/m^2]$ .

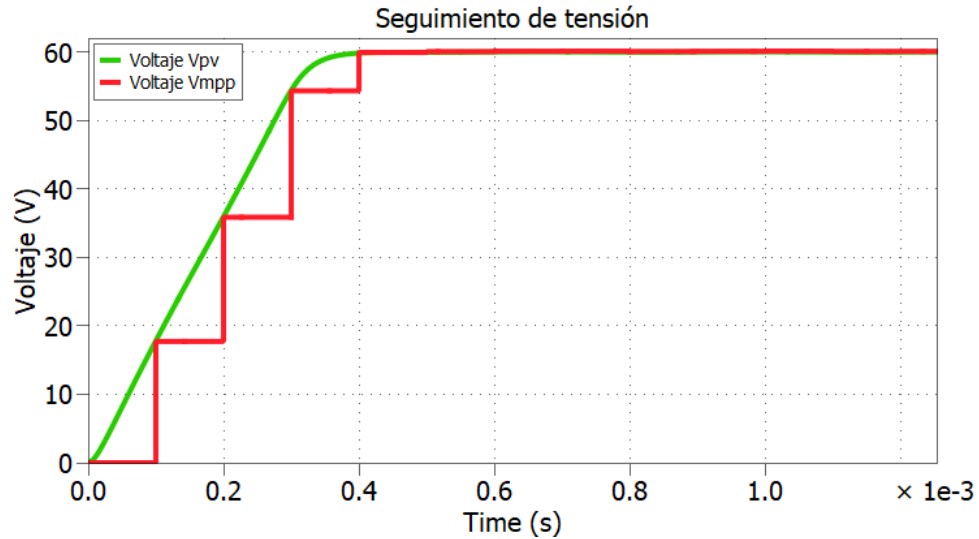


Figura 75: Seguimiento de tensión Vmpp con panel Solar Innova

En la figura 81, se muestra el seguimiento de la tensión de referencia que está ejecutando el algoritmo de perturbar y Observar.

Tensión de salida del convertidor se mantiene en 200 [V] ante el cambio de irradiancia.

Resultados de simulación del inversor y etapa de salida

Una vez comprobado el correcto funcionamiento del convertidor y su control se muestra los resultados de la implementación del inversor para la inyección de la corriente a la red.

En la figura 77 se muestra las señales correspondientes a tensión, corriente y potencia de red. La corriente inyectada a la red ya cuenta con el filtro de salida LCL.

La figura 78(a) muestra la generación de la corriente de referencia a la salida del bloque de controlador, se puede apreciar que dicha corriente tiene las características de la red, y su amplitud corresponde a la corriente que se extrae del panel en el punto de máxima potencia.

En la figura 78(b), se aprecia la corriente que se le inyecta a la red, es decir, la corriente que genera el inversor con los pulsos PWM generados. Se comprueba que la corriente inyectada sigue a la corriente de referencia con un rizado del 10% como se estableció en el diseño.

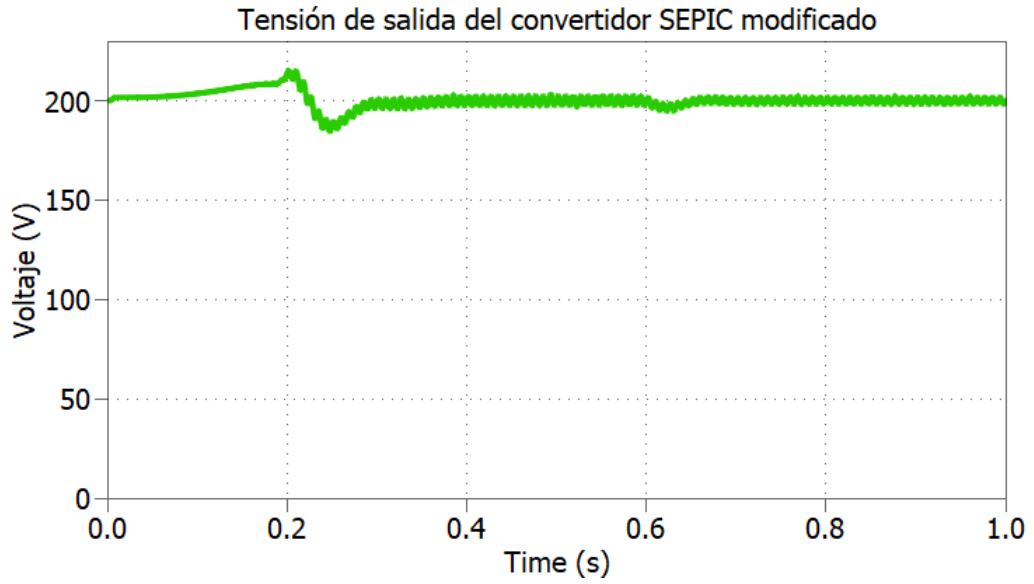


Figura 76: Tensión de salida en el convertidor ante cambios de irradiancia en  $t=0.6s$  con el panel Solar Innova

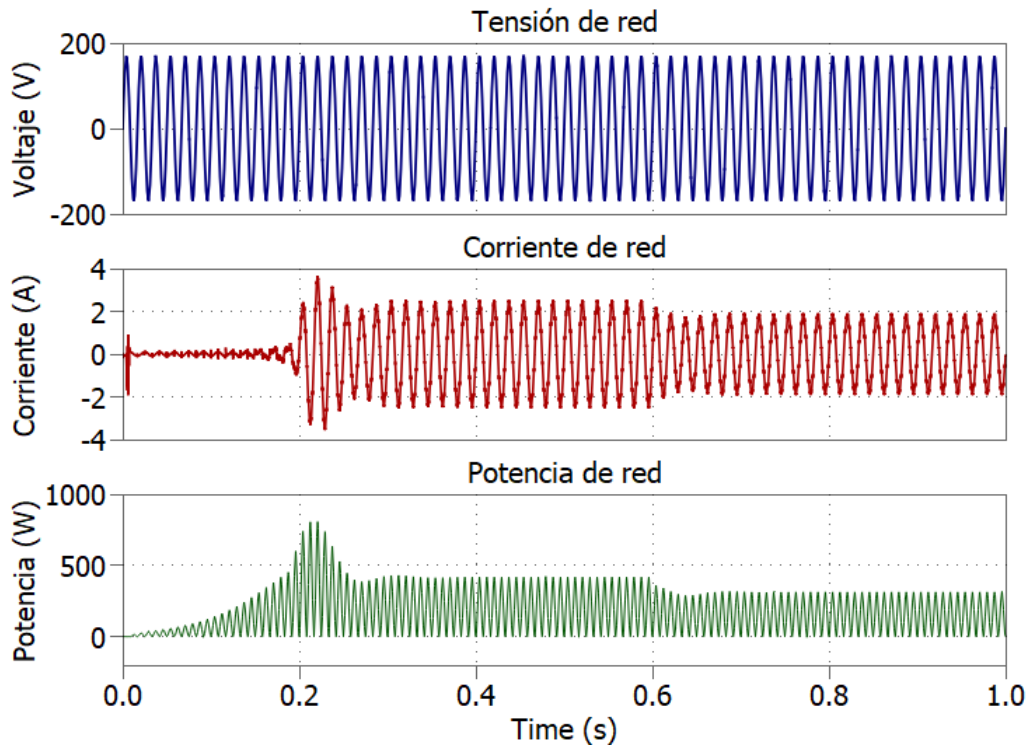


Figura 77: Señales de V,I y P en la red con cambio de irradiancia en  $t=0.6s$  usando panel Solar Innova

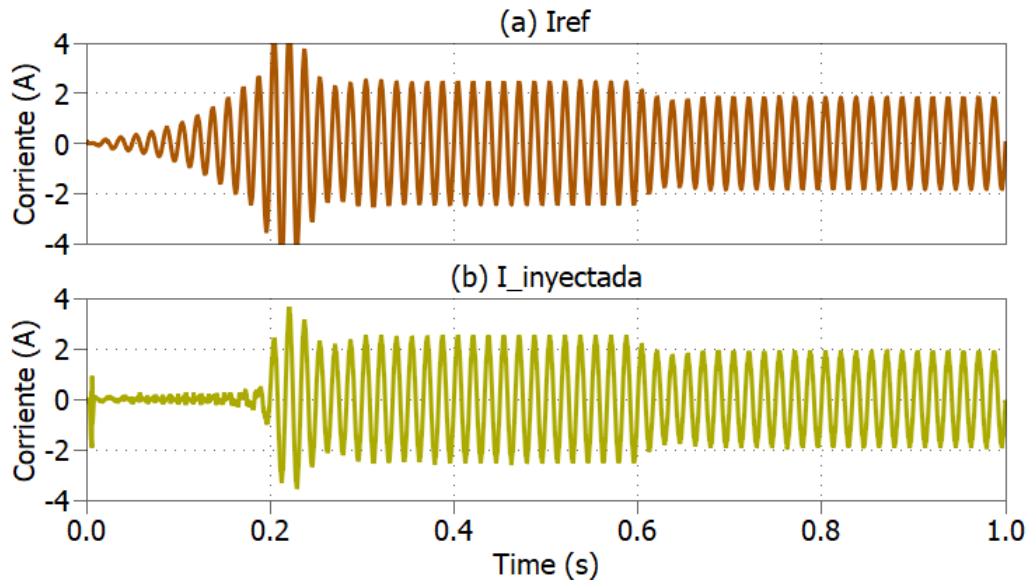


Figura 78: Corriente de referencia del inversor y corriente inyecta a la red con panel Solar Innova

A su vez se tiene que en un punto de  $t = 0.6s$  la irradiancia varió de  $800-600 [W/m^2]$ , por tanto el valor de la corriente del panel cambió a un valor menor, y se puede observar en el gráfico que en  $t = 0.6s$  la corriente inyectada a la red es menor e igual al valor en el punto máximo y que sigue correctamente la corriente de referencia.

La figura 79) es el resultado de la simulación del filtro de salida que fue mostrado en el capítulo 4, se trata de un filtro LCL que filtra la corriente de salida del inversor SHREC para inyectarla a la red.

**6.2.3 Simulación con el Panel Solar Kyocera** Ahora se realiza el mismo procedimiento de la subsección 6.2.1 pero ahora la simulación de hará con el panel solar Kyocera KC200GT pero ahora la irradiancia se simulará con una variación de  $600-400 [W/m^2]$

Se agregaron las características del panel Solar innova Kyocera KC200GT a la mascara y se realizaron las siguientes simulaciones:

Extracción de tensión y corriente del panel en el punto de Máxima potencia y funcionamiento del convertidor SEPIC modificado

La figura 80 muestra la simulación de tensión, corriente y potencia en la salida del bloque correspondiente al panel fotovoltaico solar Innova con un cambio de irradiancia de  $600-400 [W/m^2]$ .

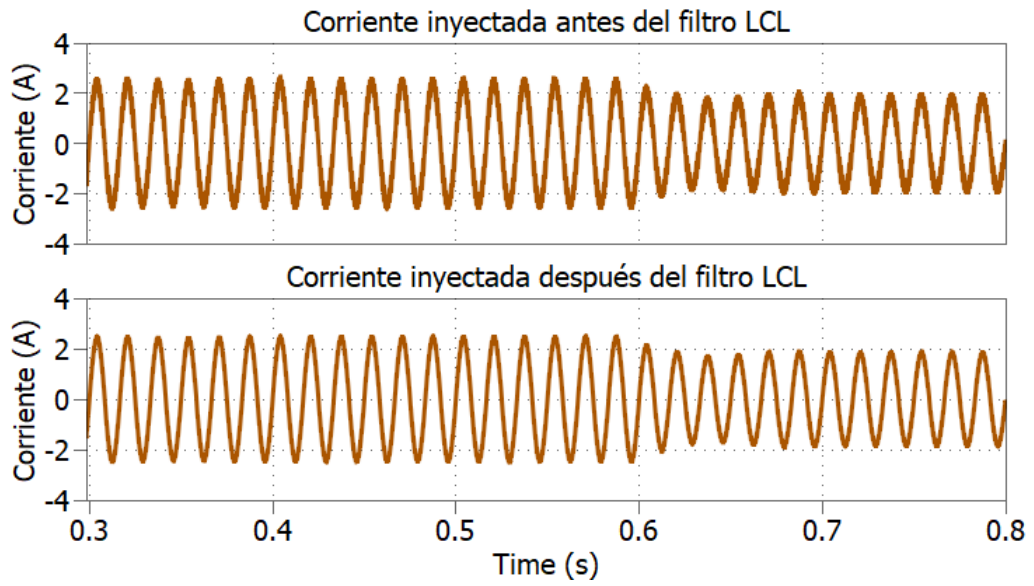


Figura 79: Corriente inyectada a la red antes y después del filtro de salida con panel Solar Innova

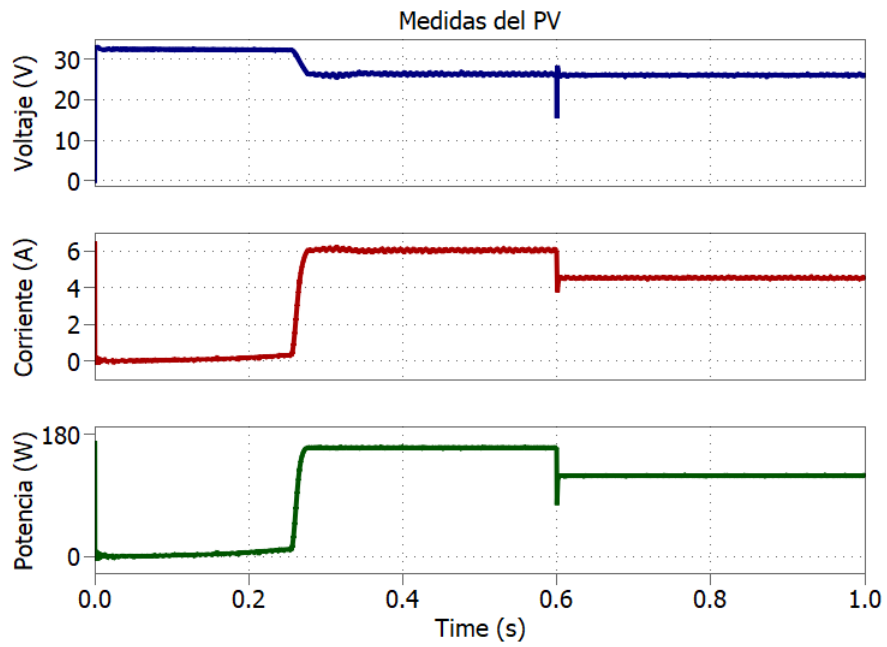


Figura 80: Señales de Tensión, corriente y potencia a la salida del PV Solar Kyocera

En la gráfica 81, se muestra el seguimiento de la tensión de referencia que está ejecutando el algoritmo de perturbar y Observar.

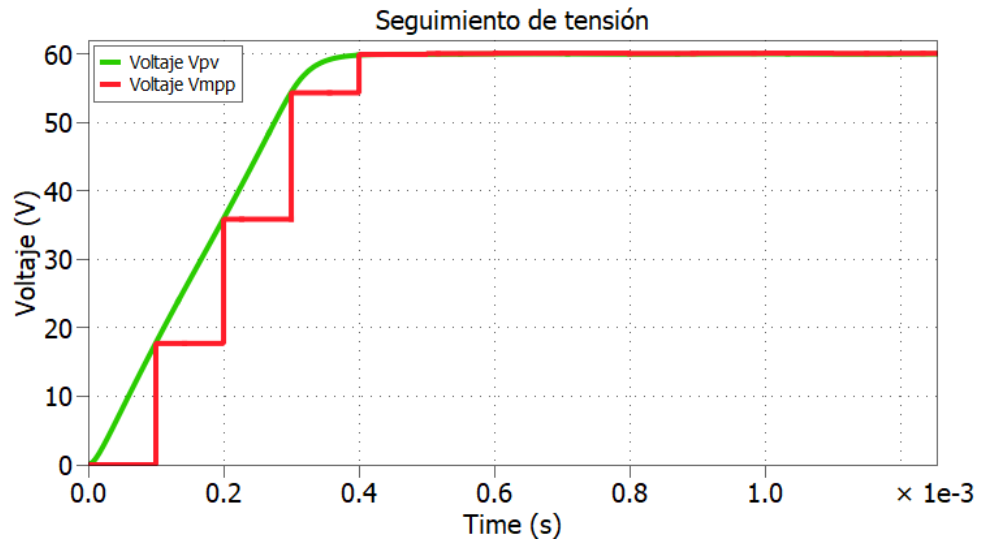


Figura 81: Seguimiento de tensión Vmpp con panel Solar Innova

Tensión de salida del convertidor se mantiene en 200[V] ante el cambio de irradiancia.

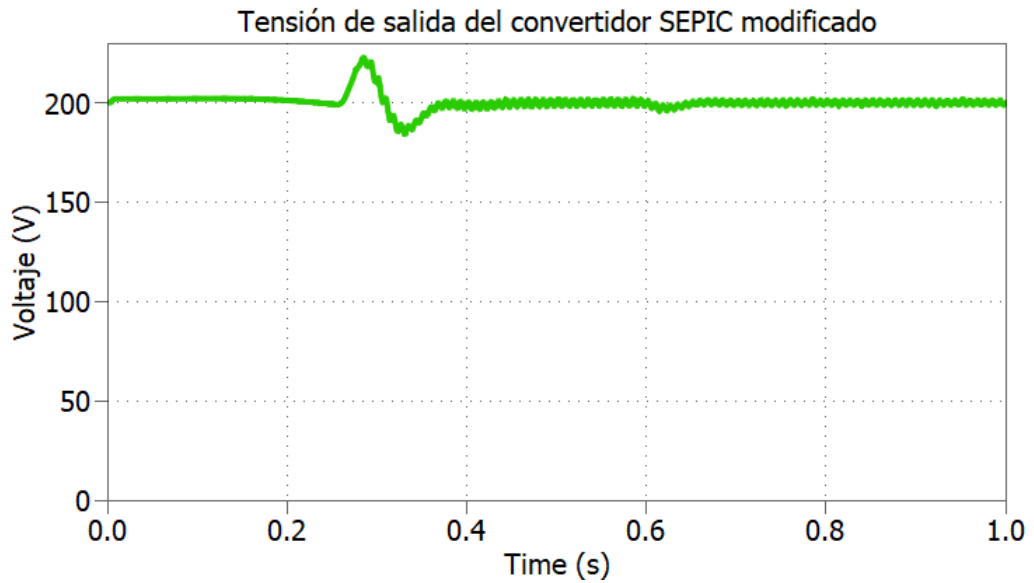


Figura 82: Tensión de salida en el convertidor ante cambios de irradiancia en  $t=0.6s$  con el panel Solar Kyocera

Resultados de simulación del inversor y etapa de salida

Una vez comprobado el correcto funcionamiento del convertidor y su control se muestra

los resultados de la implementación del inversor para la inyección de la corriente a la red.

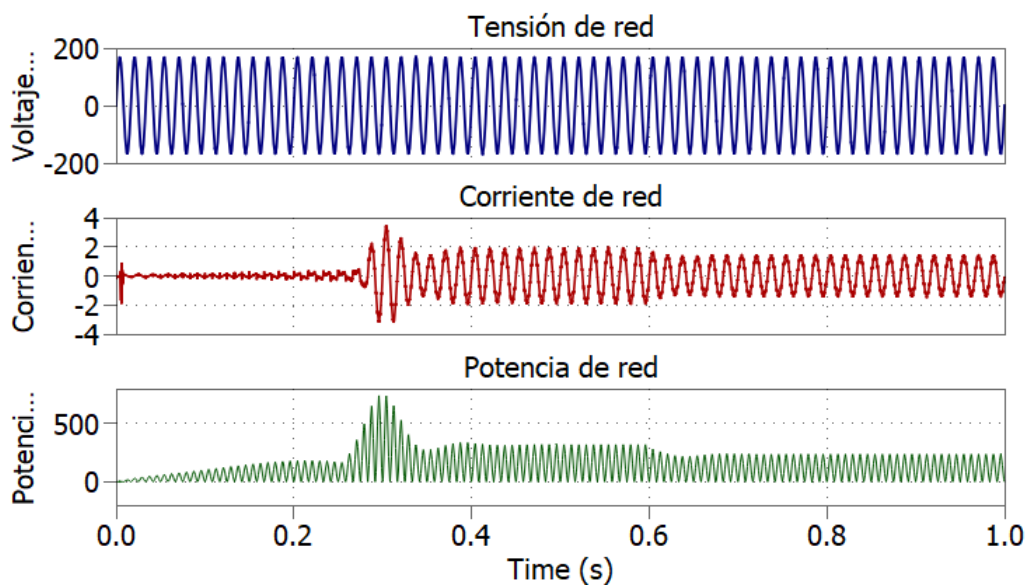


Figura 83: Señales de V,I y P en la red con cambio de irradiancia en  $t=0.6$ s usando panel Solar Innova

En la figura 83 se muestra las señales correspondientes a tensión, corriente y potencia de red. La corriente inyectada a la red ya cuenta con el filtro de salida LCL.

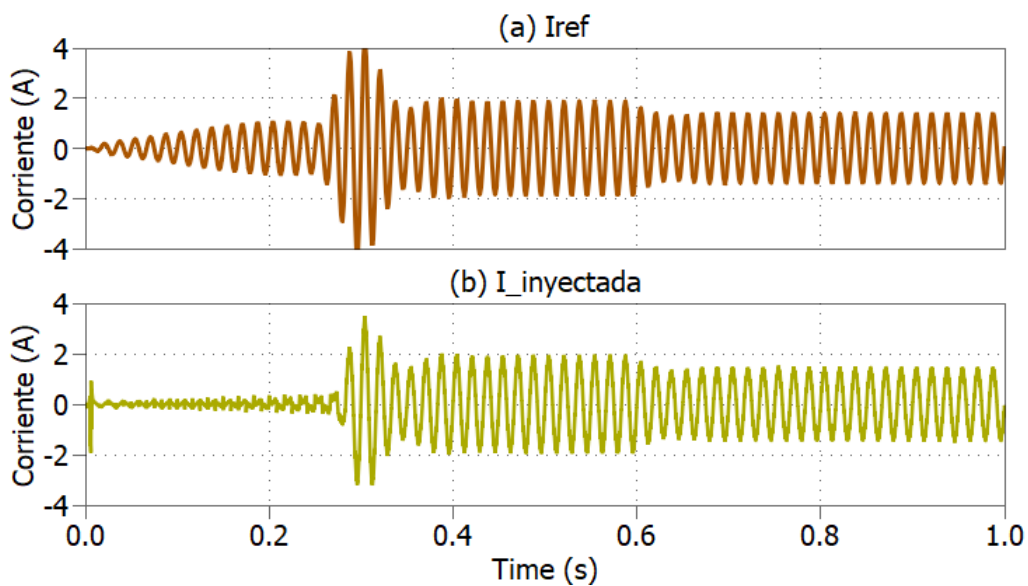


Figura 84: Corriente de referencia del inversor y corriente inyecta a la red con panel Kyocera

La figura 84(a) muestra la generación de la corriente de referencia a la salida del bloque de controlador, se puede apreciar que dicha corriente tiene las características de la red, y su amplitud corresponde a la corriente que se extrae del panel en el punto de máxima potencia.

En la figura 84(b), se aprecia la corriente que se le inyecta a la red, es decir, la corriente que genera el inversor con los pulsos PWM generados. Se comprueba que la corriente inyectada sigue a la corriente de referencia con un rizado del 10 % como se estableció en el diseño.

A su vez se tiene que en un punto de  $t = 0.6s$  la irradiancia varió de  $600-400 [W/m^2]$ , por tanto el valor de la corriente del panel cambió a un valor menor, y se puede observar en el gráfico que en  $t = 0.6s$  la corriente inyectada a la red es menor e igual al valor en el punto máximo y que sigue correctamente la corriente de referencia.

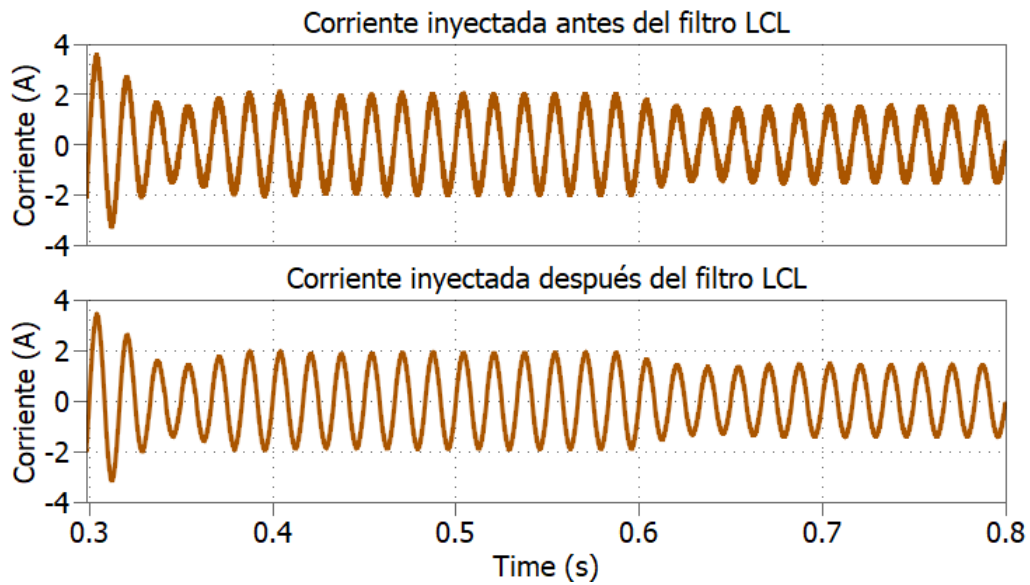


Figura 85: Corriente inyectada a la red antes y después del filtro de salida con panel Kyocera

La figura 85 es el resultado de la simulación del filtro de salida que fue mostrado en el capítulo 4, se trata de un filtro LCL que filtra la corriente de salida del inversor SHREC para inyectarla a la red.

## *Capítulo 7*

### *Conclusiones y recomendaciones*

En este trabajo de grado se ha logrado realizar la simulación de un diseño de microinversor fotovoltaico conectado a la red ante posibles cambios de irradiancia. El diseño de este microinversor es versátil para diferentes rangos de operación en el arreglo fotovoltaico de diferentes materiales.

El algoritmo P&O para el seguimiento del punto de máxima potencia en C-Script de PLECS trabaja correctamente extrayendo la potencia máxima del panel haciendo que el convertidor de DC/DC entregue la tensión constante a pesar de los cambios de irradiancia que presente.

La corriente que es inyectada a la red es apropiada para trabajar bajo las características más usualmente usadas en la red de Colombia, como frecuencia y tensión r.m.s, a demás de encontrarse en fase con la tensión de referencia. La amplitud de la señal de corriente inyectada coincide con el valor de corriente del arreglo fotovoltaico.

De los resultados obtenidos que han sido mencionados anteriormente, podemos decir que es viable una futura implementación en hardware.

## *Bibliografía*

- [1] A. IVETTE, “Ventajas y desventajas de las energías renovables. economipedia.com,” 2021.
- [2] O. Perpiñán, *Energía Solar Fotovoltaica*. 2020.
- [3] P. Cossoli, A. Firman, M. Cáceres, and A. Busso, “Micro-inversores: Principales topologías,” 04 2016.
- [4] K. Alluhaybi, I. Batarseh, and H. Hu, “Comprehensive review and comparison of single-phase grid-tied photovoltaic microinverters,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 2, pp. 1310–1329, 2020.
- [5] G. Migliazza, E. Lorenzani, F. Immovilli, and C. Bianchini, “Ground leakage current reduction in single-phase current source inverter topologies,” in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2325–2330, 2016.
- [6] A. Hensel, C. Armbruster, and G. Rouffaud, “Galvanical isolated microinverter with gan transistors for photovoltaic modules,” in *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, pp. P.1–P.7, 2018.
- [7] H.-J. Chiu, Y.-K. Lo, C.-Y. Yang, S.-J. Cheng, C.-M. Huang, C.-C. Chuang, M.-C. Kuo, Y.-M. Huang, Y.-B. Jean, and Y.-C. Huang, “A module-integrated isolated solar microinverter,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 781–788, 02 2013.
- [8] W.-J. Cha, Y.-W. Cho, J.-M. Kwon, and B.-H. Kwon, “Highly efficient microinverter with soft-switching step-up converter and single-switch-modulation inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 6, pp. 3516–3523, 2015.
- [9] J. Roy and R. Ayyanar, “Gan based high gain non-isolated dc-dc stage of microinverter with extended-duty-ratio boost,” in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1–8, 2016.

- [10] W. Yu, J.-S. Lai, H. Qian, C. Hutchens, J. Zhang, G. Lisi, A. Djabbari, G. Smith, and T. Hegarty, "High-efficiency inverter with h6-type configuration for photovoltaic non-isolated ac module applications," pp. 1056 – 1061, 03 2010.
- [11] A. Bubovich, "The comparison of different types of dc-dc converters in terms of low-voltage implementation," in *2017 5th IEEE Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering (AIEEE)*, pp. 1–4, 2017.
- [12] L. F. Mosquera Machado and J. J. Ordoñez Urbano, "Diseño y construcción de un convertidor dc/dc tipo boost con pwm ajustable orientado a la enseñanza," 2016.
- [13] P. Sahu, D. Verma, and S. Nema, "Physical design and modelling of boost converter for maximum power point tracking in solar pv systems," in *2016 International Conference on Electrical Power and Energy Systems (ICEPES)*, pp. 10–15, 2016.
- [14] C. Chen, C. Wang, and F. Hong, "Research of an interleaved boost converter with four interleaved boost convert cells," in *2009 Asia Pacific Conference on Postgraduate Research in Microelectronics Electronics (PrimeAsia)*, pp. 396–399, 2009.
- [15] L.-Y. Chang, K.-H. Chao, and T.-C. Chang, "A high voltage ratio and low ripple interleaved dc-dc converter for fuel cell applications," *TheScientificWorldJournal*, vol. 2012, p. 896508, 12 2012.
- [16] J. B. R. Cabral, T. Lemes da Silva, S. V. G. Oliveira, and Y. R. de Novaes, "A new high gain non-isolated dc-dc boost converter for photovoltaic application," in *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 569–574, 2013.
- [17] S. Poojavarshini, R. Kavitha, K. Premalatha, and P. Maithili, "Design and simulation of dc to dc boost and sepic converters using mppt for photovoltaic system using matlab/-simulink," in *2021 International Conference on Advancements in Electrical, Electronics, Communication, Computing and Automation (ICAECA)*, pp. 1–5, 2021.
- [18] M. V. Mosconi Ewerling, T. Brunelli Lazzarin, and C. H. Illa Font, "Proposal of an isolated two-switch dc-dc sepic converter," in *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, pp. 1–6, 2019.
- [19] R. Gules, W. M. dos Santos, R. C. Annunziato, E. F. R. Romaneli, and C. Q. Andrea, "A modified sepic converter with high static gain for renewable applications," in *XI Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 162–167, 2011.

- [20] H. Suryoatmojo, I. Dilianto, Suwito, R. Mardiyanto, E. Setijadi, and D. C. Riawan, "Design and analysis of high gain modified sepic converter for photovoltaic applications," in *2018 IEEE International Conference on Innovative Research and Development (ICIRD)*, pp. 1–6, 2018.
- [21] C. Muranda, E. Ozsoy, S. Padmanaban, M. S. Bhaskar, V. Fedák, and V. K. Ramachandramurthy, "Modified sepic dc-to-dc boost converter with high output-gain configuration for renewable applications," in *2017 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)*, pp. 317–322, 2017.
- [22]
- [23] J. Jittakort, S. Yachiangkam, and S. Kleangsin, "The implementation of the full bridge inverter for the series resonant load," in *2014 11th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, pp. 1–4, 2014.
- [24] L. Zhou and F. Gao, "Dual buck inverter with series connected diodes and single inductor," in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2259–2263, 2016.
- [25] H. Li, Y. Zeng, T. Q. Zheng, and B. Zhang, "A novel h5-d topology for transformerless photovoltaic grid-connected inverter application," in *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, pp. 731–735, 2016.
- [26] M. H. Mondol, S. Prokash Biswas, M. K. Hosain, and M. Rafiqul Islam Sheikh, "An improved single phase transformerless h5 inverter with minimized leakage current," in *2019 3rd International Conference on Electrical, Computer Telecommunication Engineering (ICECTE)*, pp. 73–76, 2019.
- [27] H.-C. Wang, E. Abdollahi, R. Lahdelma, W.-L. Jiao, and Z. Zhou, "Modelling and optimization of the smart hybrid renewable energy for communities (shrec)," *Renewable Energy*, vol. 84, 05 2015.
- [28] B. Gu, J. Dominic, J.-S. Lai, C.-L. Chen, T. LaBella, and B. Chen, "High reliability and efficiency single-phase transformerless inverter for grid-connected photovoltaic systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2235–2245, 2013.
- [29] P. Somani and D. J. Vaghela, "Design of heric configuration based grid connected single phase transformer less photovoltaic inverter," in *2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)*, pp. 892–896, 2016.

- [30] P. GmbH, "Plecs, the simulation platform for power electronic systems," in *PLECS, User Manual Version 4.0*, 2016.
- [31] M. A. Vega, "Simulación de un convertidor dc/dc para aplicación fotovoltaica mediante plataforma embebida," in *Trabajo Fin de Grado*.
- [32] T. Esum and P. L. Chapman, "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 439–449, 2007.
- [33] E. Farías, H. Morales, and P. Chico, "Implementación de un sistema de regulación para el seguimiento del punto de máxima potencia en paneles fotovoltaicos," 01 2011.
- [34] Y. r. P. Liceth Tatiana Leon Duarte, "Seguimiento del punto de maxima potencia en sistemas fotovoltaico conectados a la red ante sombras parciales," in *MPPT EN SISTEMA FOTOVOLTAICO CON SOMBRAS PARCIALES*, 2020.