

UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE



Facultad de Ingeniería en Ciencias Aplicadas  
Carrera de Ingeniería en Mantenimiento Eléctrico

**IMPLEMENTACIÓN DE UN INVERSOR BOOST MONOFÁSICO EN MALLA  
ABIERTA**

Trabajo de grado previo a la obtención del título de Ingeniero en Mantenimiento  
Eléctrico

Autor:

Alexis Damián Valdiviezo Armas

Director:

MSc. Jhonny Javier Barzola Iza

Ibarra – Ecuador

2022



## UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE

### BIBLIOTECA UNIVERSITARIA

### AUTORIZACIÓN DE USO Y PUBLICACIÓN A FAVOR DE LA UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE

#### IDENTIFICACIÓN DE LA OBRA

En cumplimiento del Art. 144 de la Ley de Educación Superior, hago la entrega del presente trabajo a la Universidad Técnica del Norte para que sea publicado en el Repositorio Digital Institucional, para lo cual pongo a disposición la siguiente información:

DATOS DE CONTACTO			
<b>CÉDULA DE IDENTIDAD:</b>	1004013148		
<b>APELLIDOS Y NOMBRES:</b>	Valdiviezo Armas Alexis Damián		
<b>DIRECCIÓN:</b>	El Milagro, Calle Arazá 4-86 y el Aguacate		
<b>EMAIL:</b>	advaldiviezoa@utn.edu.ec		
<b>TELÉFONO FIJO:</b>	06 2542314	<b>TELÉFONO MÓVIL:</b>	0990095132

DATOS DE LA OBRA	
<b>TÍTULO:</b>	Implementación de un inversor boost monofásico en malla abierta.
<b>AUTOR (ES):</b>	Valdiviezo Armas Alexis Damián
<b>FECHA:</b> DD/MM/AAAA	12/10/2022
SOLO PARA TRABAJOS DE GRADO	
<b>PROGRAMA:</b>	<input checked="" type="checkbox"/> <b>PREGRADO</b> <input type="checkbox"/> <b>POSGRADO</b>
<b>TITULO POR EL QUE OPTA:</b>	Ingeniería en Mantenimiento Eléctrico
<b>ASESOR /DIRECTOR:</b>	MSc. Jhonny Javier Barzola Iza

# Constancias

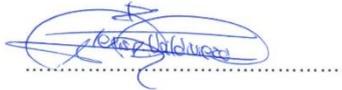
UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE  
FACULTAD DE INGENIERÍA EN CIENCIAS APLICADAS

## CONSTANCIAS

El autor manifiesta que la obra objeto de la presente autorización es original y se desarrolló, sin violar derechos de autor a terceros, por lo tanto, la obra es original y que es el titular de los derechos patrimoniales, por lo que se asume responsabilidad sobre el contenido de la misma y saldrá en defensa de la Universidad en caso de reclamación por parte de terceros.

Ibarra, al 12 del mes de octubre de 2022

## EL AUTOR:



Alexis Damián Valdiviezo Armas

Cédula:1004013148

## **Aceptación del director**

**UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE**  
**FACULTAD DE INGENIERÍA EN CIENCIAS APLICADAS**

### **CERTIFICACIÓN DEL DIRECTOR DE TRABAJO DE GRADO**

Yo, Jhonny Javier Barzola Iza en calidad de tutor del señor estudiante Valdiviezo Armas Alexis Damián certifico que ha culminado con las normas establecidas en la elaboración del trabajo de investigación titulado: **"IMPLEMENTACIÓN DE UN INVERSOR BOOST MONOFÁSICO EN MALLA ABIERTA"**.

Para obtención del título de ingeniero en Mantenimiento Eléctrico, aprobado la defensa, impresión y empastado.



MSc. Jhonny Javier Barzola Iza  
**DIRECTOR DE TRABAJO DE GRADO**

## **Dedicatoria**

El presente trabajo de grado se lo dedico a Dios por haberme dado salud, sabiduría y perseverancia para poder alcanzar este anhelado objetivo.

A mis padres, Gladys y Fernando que con su amor, paciencia y esfuerzo han permitido llegar a cumplir mis objetivos, gracias por inspirarme buenos valores, para poder ser una persona de bien.

Alexis Valdiviezo

## **Agradecimientos**

Quiero dar gracias a Dios, por haberme guiado a lo largo de mi vida, por haberme dado la fortaleza de seguir adelante en aquellos momentos de debilidad.

A mis padres, quienes a lo largo de toda mi vida han apoyado y motivado mi formación académica, su esfuerzo y lucha interminable, han hecho de ellos un gran ejemplo a seguir, a Gabriela Campués aquella persona que me ha apoyado en toda mi vida universitaria, brindándome apoyo para poder culminar este objetivo.

A la Universidad Técnica del Norte, quien abrió sus puertas para poder formarme humana y académicamente, a la Carrera de Ingeniería en Mantenimiento Eléctrico, a sus docentes, que motivan a sus estudiantes a ser profesionales de calidad.

A mi tutor el PhD Miguel Vivert por su excelente calidad de persona, por compartir sus conocimientos y guiarme en el proceso de la siguiente tesis.

Alexis Valdiviezo

## TABLA DE CONTENIDO

IDENTIFICACIÓN DE LA OBRA .....	II
Constancias.....	III
Aceptación del director .....	IV
Dedicatoria .....	V
Agradecimientos.....	VI
Resumen .....	XIV
Abstract .....	XV
INTRODUCCIÓN .....	XVI
Contextualización.....	XVI
Planteamiento del problema .....	XVII
Justificación del trabajo.....	XVIII
Alcance del trabajo .....	XIX
Objetivo General.....	XIX
Objetivos Específicos.....	XIX
CAPITULO I .....	1
Descripción de los convertidores DC/AC.....	1
1.1 Convertidores DC-DC .....	1
1.2 Modos de conducción .....	2
1.2.1 Modo de conducción continua (MCC).....	2
1.2.2 Modo de conducción discontinua (MCD) .....	2
1.3 Tipos de convertidores DC-DC .....	2
1.3.1 Convertidor Buck o reductor .....	2
1.3.2 Convertidor boost o elevador.....	3
1.3.3 Convertidor Cúk .....	4
1.3.4 Convertidor DC topología puente completo .....	4
1.4 Convertidores DC-AC .....	5
1.5 Aplicaciones de los inversores .....	6
1.6 Parámetros de rendimiento de los convertidores DC-AC.....	6

1.6.1 Factor armónico de la enésima componente, $HF_n$ .....	6
1.6.2 Distorsión total armónica THD .....	6
1.6.3 Factor de distorsión DF .....	7
1.6.4 Armónica de menor orden LOH.....	7
1.7 Tipos de inversores monofásicos.....	7
1.7.1 Inversor DC- AC medio puente H .....	7
1.7.2 Inversor DC-AC tipo puente H .....	8
1.7.3 Inversor Cúk diferencial.....	9
1.7.4 Inversor boost monofásico .....	9
1.8 Estrategias de modulación más usadas en inversores .....	11
1.8.1 Conceptos básicos de modulación .....	11
1.8.2 Modulación por ancho de pulso PWM .....	11
1.8.3 Modulación por ancho de pulso modificada SPWM.....	12
1.8.4 Modulación Unipolar.....	13
1.8.5 Modulación bipolar .....	14
CAPITULO II .....	16
Diseño del inversor boost monofásico en malla abierta.....	16
2.1 Introducción .....	16
2.2 Metodología usada para el diseño del inversor boost monofásico en malla abierta	16
2.3 Parámetros de diseño del inversor.....	17
2.4 Diseño del circuito a implementar .....	17
2.5 Principio de operación .....	21
2.6 Modelo matemático del inversor boost monofásico en malla abierta .....	21
2.6.1 Modo de operación 1.....	22
2.6.2 Modo de operación 2.....	23
2.6.3 Modelado dinámico del inversor boost monofásico en malla abierta.....	25
2.6.4 Modelo estático de un inversor boost monofásico en malla abierta.....	26
2.7 Dimensionamiento de componentes del inversor.....	30
2.7.1 Dimensionamiento del inductor .....	30

2.7.2 Dimensionamiento del capacitor.....	30
2.7.3 Dimensionamiento de la carga (resistencia).....	31
2.8 Estrategia de modulación propuesta.....	32
2.9 Selección de valores comerciales de componentes electrónicos.....	33
2.10 Redimensionamiento del circuito .....	34
2.10.1 Cálculo de corrientes en el capacitor.....	34
2.10.2 Cálculo de voltajes en el inductor .....	34
2.11 Simulación del inversor boost monofásico en malla abierta.....	35
CAPITULO III .....	38
Implementación de un inversor boost monofásico en malla abierta.....	38
3.1 Implementación del inversor boost monofásico en malla abierta .....	38
3.1.1 Etapa de modulación SPWM.....	38
3.1.2 Etapa de potencia .....	39
3.2 Resultados de simulación del inversor boost monofásico en malla abierta.....	42
3.2.1 Voltaje ( $v_o$ ) y corriente ( $i_o$ ) de salida.....	43
3.2.2 Voltaje en los capacitores ( $v_{C1}$ ), ( $v_{C2}$ ).....	44
3.2.3 Corriente en los inductores ( $i_{L1}$ , ( $i_{L2}$ ).....	44
3.2.4 Análisis de Fourier.....	45
3.3 Resultados experimentales.....	46
3.3.1 Señales de modulación .....	46
3.3.2 Resultados obtenidos con carga resistiva de $70\Omega$ .....	47
3.3.3 Resultados obtenidos con carga (resistencia) de $100\Omega$ .....	48
3.3.4 Análisis de Fourier en estado estable.....	49
3.3.5 Resultados obtenidos al realizar un cambio en la impedancia de salida .....	51
3.3.6 Análisis de Fourier con perturbación en la carga.....	51
3.3.7 Resultados obtenidos con cargas inductivas (motor) .....	52
3.3.8 Resultados obtenidos al usar una carga no lineal .....	54
Conclusiones.....	57
Recomendaciones.....	58

REFERENCIAS.....	59
Anexos .....	65
Anexo 1. Código de programación para la generación de señales de modulación .....	65
Anexos 2. Modelo matemático.....	74
Anexo 3. Dimensionamiento de componentes.....	79
Anexo 4. Valores comerciales de capacitores, resistencia de potencia .....	81
Anexo 5. Hoja de datos técnicos de dispositivos MOSFET y capacitor usado.....	82
Anexo 6. Manual de usuario .....	83

## Índice de figuras

Figura 1. Sistema convertidor DC-DC .....	1
Figura 2. Convertidor Buck convencional .....	3
Figura 3. Convertidor Boost.....	3
Figura 4. Convertidor Cúk .....	4
Figura 5. Convertidor DC-DC de puente completo .....	5
Figura 6. Inversor de medio puente.....	7
Figura 7. Inversor DC-AC tipo puente H.....	8
Figura 8. Inversor Cúk Diferencial .....	9
Figura 9. Convertidor boost. ....	10
Figura 10. Inversor boost monofásico. ....	10
Figura 11. Señal de modulación PWM .....	12
Figura 12. Modulación por ancho de pulsos modificada .....	13
Figura 13. Circuito básico de modulación unipolar. ....	14
Figura 14. Señales de referencia en la modulación bipolar. ....	14
Figura 15. Metodología usada para implementación de un inversor boost monofásico en malla abierta.....	16
Figura 16. Topología del inversor propuesta .....	18
Figura 17. Convertidor DC- DC bidireccional.....	19
Figura 18. Topología de inversor boost propuesto .....	19
Figura 19. Formas de onda del voltaje de salida del inversor .....	20
Figura 20(a). Modo de operación 1 (encendido).....	22
Figura 20(b). Circuito equivalente modo de operación 1 .....	22
Figura 21(a). Modo de operación 2 (apagado) .....	23
Figura 21(b). Circuito equivalente modo de operación 2 .....	24
Figura 22. Función de transferencia del sistema representada en un diagrama de bloques .....	29
Figura 23. Simulación del inversor boost monofásico en malla abierta .....	35
Figura 24. Forma de onda voltaje de salida del inversor .....	36

Figura 24. Diseño de un inversor boost monofásico con sus componentes dimensionados .....	37
Figura 25. Tarjeta LAUNCHXL-F28379D .....	38
Figura 26. Circuito optoacoplador para los dispositivos de accionamiento MOSFET .....	39
Figura 27. Circuito de alimentación para los dispositivos de accionamiento MOSFET....	39
Figura 28. Elementos soldados en la placa PCB del inversor boost monofásico en malla abierta .....	41
Figura 29. Elaboración de inductores del inversor boost .....	42
Figura 30. Capacitores seleccionados, del inversor boost.....	42
Figura 31. Formas de onda simuladas voltaje-corriente en la salida del inversor.....	43
Figura 32. Voltaje en los capacitores (Simulado) del inversor boost.....	44
Figura 33. Corriente en los inductores (simulado) del inversor boost. ....	45
Figura 34. Análisis de Fourier obtenido en simulación. ....	45
Figura 35(a). Señales moduladoras de los interruptores Q1 y Q2.....	46
Figura 35(b). Tiempo muerto usado en señales de modulación .....	47
Figura 36. Formas de onda obtenidas experimentalmente con carga de $70\Omega$ .....	48
Figura 37. Formas de onda obtenidas experimentalmente con una carga de $100\Omega$ .....	49
Figura 38. THD en voltaje obtenido experimentalmente .....	49
Figura 39. THD en corriente obtenido experimentalmente .....	50
Figura 40. Formas de onda obtenidas experimentalmente realizando una perturbación en la corriente de salida. ....	51
Figura 41. Señales de corriente y THD al realizar un cambio en la carga .....	52
Figura 42. Formas de onda obtenidas experimentalmente usando carga inductiva .....	53
Figura 43. Porcentaje de THD en el voltaje de salida usando carga inductiva .....	53
Figura 44. THD en corriente de salida usando carga inductiva .....	54
Figura 45. Formas de onda obtenidas experimentalmente al usar una carga no lineal. ..	54
Figura 46. THD en voltaje al usar una carga no lineal .....	55
Figura 47. THD en corriente al usar una carga no lineal.....	55
Figura 48. Inversor boost monofásico en malla abierta .....	56

## Índice de tablas

Tabla N°1 parámetros de diseño .....	17
Tabla N°2. Variables del modelo dinámico y estático de un inversor boost.....	27
Tabla N°3 Selección de valores comerciales de componentes de un inversor boost .....	33
Tabla N°4 Elementos que conforman al inversor boost monofásico en malla abierta. ....	36
Tabla N°5. Especificaciones dispositivo de accionamiento de potencia MOSFET .....	40
Tabla N°6. Elementos usados en la implementación del inversor boost.....	41
Tabla N°7. Especificaciones de parámetros usados en simulación del inversor boost....	43
Tabla N°8. Límites de armónicos en voltaje .....	50

## Resumen

Actualmente se están realizando importantes estudios para la integración de diferentes formas de producción de energía eléctrica, así contribuyendo a reducir la dependencia de los combustibles fósiles, de tal manera evitar las emisiones de CO<sub>2</sub> a la atmósfera. Para ello es necesario introducir nuevas fuentes de generación de energía, las cuales deben tener la capacidad de brindar la mayor similitud posible a los métodos primarios de generación de electricidad. Por lo tanto, para el uso de energías alternativas como ejemplo la energía solar, se utilizan dispositivos de electrónica de potencia donde el principal componente es un inversor, que si se desarrollan eficazmente se puede satisfacer los requerimientos de la Industria. En este trabajo de grado se realiza la implementación de un inversor boost monofásico en malla abierta, aquel que está formado por la unión de dos convertidores boost DC-DC bidireccionales que con una estrategia de modulación adecuada tiene la capacidad de acondicionar su voltaje de entrada en una sola etapa, para así generar un voltaje sinusoidal alterno de baja distorsión armónica sin la necesidad de usar ningún tipo de filtro. En este estudio se analiza las principales consideraciones que se debe tomar en cuenta para implementar el dispositivo, como determinar parámetros eléctricos, diseño de circuito a implementar, el dimensionamiento de componentes, la selección de valores comerciales de los elementos, redimensionamiento del circuito con valores comerciales, posteriormente, se simula el inversor boost monofásico en malla abierta con la ayuda de Matlab-Simulink, finalmente se implementa el prototipo. Al culminar la implementación del inversor boost monofásico en malla abierta, se realizó diferentes pruebas de funcionamiento; en estado estable y realizando una perturbación en la carga del inversor. Los resultados son positivos debido a que esta topología presenta una robustez considerable logrando generar excelente calidad de onda senoidal y de baja distorsión armónica con un porcentaje de 0.4% independientemente de la carga, además, se logró obtener un voltaje con amplitud de 170Vp, 120Vrms, a 60Hz cumpliendo con la normativa ecuatoriana. Este inversor está diseñado para usar cualquier tipo de carga con potencia máxima de 200W.

**Palabras claves:** Inversor boost monofásico, baja distorsión armónica, bidireccionales, estrategia de modulación, carga no lineal.

## Abstract

Important studies are currently being conducted for integrating different forms of electrical energy production, thus contributing to reducing the dependence on fossil fuels, to avoid CO<sub>2</sub> emissions to the atmosphere. This requires the introduction of new sources of energy generation, which must be able to provide the greatest possible similarity to the primary methods of electricity generation. Therefore, for the use of alternative energies such as solar energy, power electronics devices are used where the main component is an inverter, which if developed effectively, can meet the requirements of the industry. In this degree work the implementation of a single-phase boost inverter in open mesh is performed, which is formed by the union of two bidirectional DC-DC boost converters that with an appropriate modulation strategy can condition its input voltage in a single stage, thus generating an alternating sinusoidal voltage of low-harmonic distortion without the need to use any type of filter. This study analyzes the main considerations that must be considered to implement the device, such as determining electrical parameters, circuit design to be implemented, sizing of components, the selection of commercial values of the elements, resizing of the circuit with commercial values, then, the single-phase boost inverter in open mesh is simulated with the help of Matlab-Simulink, and finally the prototype is implemented. At the end of the implementation of the single-phase boost inverter in open mesh, different operation tests were carried out; in the steady state and performing a disturbance in the inverter load. The results are positive because this topology presents a considerable robustness, generating excellent quality of sine wave and low harmonic distortion with a percentage of 0.4% regardless of the load, in addition, it was possible to obtain an amplitude voltage of 170V<sub>p</sub>, 120V<sub>rms</sub>, at 60Hz, complying with Ecuadorian regulations. This inverter is designed to use any type of load with a maximum power of 200 W.

**Key words:** single-phase boost inverter, low harmonic distortion, bidirectional, modulation strategy, nonlinear load.

# INTRODUCCIÓN

## Contextualización

En la actualidad existe preocupación debido a el calentamiento global generado por la actividad humana (Cortés & Betancur-Londoño, 2019), como hecho principal el resultado de la ignición de combustibles fósiles, con el fin de generar energía eléctrica y cubrir los requerimientos energéticos actuales.

A nivel mundial se realizan importantes estudios para poder desarrollar la integración de las diferentes formas de energía eléctrica, ayudando a disminuir la dependencia de combustibles fósiles así evitando emisiones de CO<sub>2</sub> a la atmósfera. (González & Cárdenas, 2019), entre las energías renovables más aprovechadas se encuentran: la hidráulica, geotérmica, solar y eólica.

Según (Organización de las Naciones Unidas, 1997) en el protocolo Kyoto, para reducir la emisión de gases contaminantes a la atmósfera es necesario la introducción de nuevas fuentes de generación de energía, que deben tener la capacidad de entregar mayor similitud posible a los métodos primarios de generación de electricidad. En este contexto (Poltrierini, 2010), el uso de energías alternativas utiliza dispositivos de electrónica de potencia, desarrollando dispositivos eficientes que cumplan requisitos de la industria. Aquí surge la oportunidad de desarrollar sistemas de generación distribuida donde destacan los sistemas fotovoltaicos. Para poder alimentar cargas residenciales, o conectarse a la red eléctrica necesitan un inversor. (Santos , Castro, & Martínez, 2017).

Sin embargo, las características eléctricas en los terminales del panel no son suficientes para alimentar cargas convencionales, debido a los bajos niveles de voltaje que presentan, esto genera la necesidad de transformar la energía, en niveles adecuados. (Acevedo Meza, García Mendoza, & Sepúlveda, 2017).

Los inversores son dispositivos de electrónica de potencia, pueden ser monofásicos o trifásicos, son usados para mejorar el factor de potencia, por lo general cada tipo de inversor hace uso de diferentes tipos elementos de conmutación, entre algunos de ellos destacan: BJT, MOSFET, IGBT, MCT, para ello se usa señales PWM o SPWM, dependiendo la aplicación. (Rashid, 2007). Para usos donde se necesita más potencia, es necesario el uso de inversores multinivel, o el inversor Cúk diferencial. (Calderón Montalvo, 2009).

Actualmente en Ecuador en el directorio de la Agencia Nacional de Regulación y Control de Electricidad, en al año 2018 aprobó una regulación para viabilizar la generación fotovoltaica, así poder entregar excedente al Sistema Nacional Interconectado (SNI), con

capacidad de hasta 100KW. (ARCONEL A. , 2017), por consiguiente, para poder conectar a la red este tipo de energía es necesario implementar un inversor. Comúnmente esta energía es almacenada en baterías de bajo voltaje, el inconveniente surge cuando se conecta baterías en serie para aumentar la tensión de entrada deseada, lo que imposibilita controlar el estado de carga de las baterías, sin embargo, otra complicación es la disponibilidad de varios paneles fotovoltaicos, así impidiendo obtener la máxima potencia. (Majumdar, 2014). La topología de inversor más usada para la producción de electricidad con energías renovables es el inversor de puente completo (puente H), pero esta topología presenta algunos inconvenientes como por ejemplo su voltaje de salida es menor o igual a su voltaje de entrada (Calderón Montalvo, 2009; Cortés & Betancur-Londoño, 2019), lo que es necesario acondicionar el voltaje de entrada usando fuentes DC en serie o en su caso el uso de varios paneles fotovoltaicos. En este caso un inversor boost solucionaría este inconveniente, ya que esta topología acondiciona el voltaje de entrada, aumentando su amplitud. El aumento de tensión de salida se logra mediante el uso de un inductor acoplado, para así evitar el uso excesivo de fuentes de alimentación. Con la implementación de este dispositivo se podrá diseñar sistemas más compactos y de baja distorsión armónica. A diferencia de un inversor convencional, que transforma corriente continua en alterna a una misma amplitud, y además necesita varios interruptores y controles adicionales al circuito.

### **Planteamiento del problema**

En la actualidad, a nivel mundial existe una crisis energética. Los combustibles fósiles empleados para la generación eléctrica se encuentran en franca decadencia. (Salas & Jaramillo, 2017) El uso de estos combustibles es perjudicial para el medio ambiente. (González & Cárdenas, 2019). La demanda de energía está en constante crecimiento, y el desarrollo de nuevas formas de generación de electricidad. (Coviello, Gollán, & Pérez, 2012).

En los últimos años el país ha sufrido cambios en la matriz energética, donde se incentiva a los consumidores a usar de manera adecuada este recurso energético. Lo que es necesario encaminar hacia la investigación sobre energías alternativas, surgiendo la oportunidad de desarrollar sistemas de generación renovable donde destacan: turbinas eólicas, sistemas fotovoltaicos, que para su conexión a la red necesitan de un inversor. Agregando que el Ecuador posee un excelente recurso solar, existe la posibilidad de implementar sistemas de generación de electricidad renovables, donde el principal componente es un inversor. (Vélez Murillo, 2019).

La electrónica de potencia encamina un papel muy importante, como es el uso de inversores en los diferentes sistemas de generación de electricidad. Por consiguiente, en un sistema fotovoltaico, para poder alimentar cargas residenciales, es decir cargas en CA, es necesario el uso de un inversor. Comúnmente en un sistema fotovoltaico para obtener un voltaje correcto se necesita un grupo de paneles en serie, la desventaja es no poder obtener la máxima potencia, además es necesario de un conjunto de baterías de bajo voltaje, lo que genera problemas para controlar el estado de carga de éstas.

Durante los últimos años los dispositivos de electrónica de potencia poseen una demanda elevada, donde se han diseñado diferentes familias de inversores de potencia, donde el inversor boost (elevador) se ha integrado dentro de la topología, ya que gracias a él se podría desarrollar un sistema más compacto.

### **Justificación del trabajo**

El presente proyecto está enfocado en el diseño e implementación de un convertidor DC/AC boost monofásico en malla abierta, estos dispositivos poseen varias aplicaciones como por ejemplo en la producción de electricidad con energías renovables, donde es necesario transformar corriente continua en corriente alterna, para así poder alimentar diferentes tipos de cargas. En la actualidad la producción de energías renovables es de gran importancia para los países en desarrollo como es el Ecuador. En el directorio de la Agencia Nacional de Regulación y Control de Electricidad, en el año 2018 se aprobó una regulación para viabilizar la generación fotovoltaica, así poder entregar excedente al Sistema Nacional Interconectado (SNI), con capacidad de hasta 100KW. (ARCONEL A. , 2017).

Como es de conocimiento en un sistema fotovoltaico, es necesario colocar paneles en serie para poder obtener un voltaje suficiente, debido a que los paneles no generan el voltaje adecuado, además es necesario colocar baterías en serie, conectadas a un bus DC y así obtener un voltaje elevado, lo que imposibilita sacar la máxima potencia de los paneles y se dificulta el control de carga de las baterías. Pero para ello se necesita de un sistema que convierta la energía proporcionada por los paneles (DC), en energía (AC), para poder alimentar cargas que usen corriente alterna. (Bautista López, 2017).

Para el uso de energías alternativas, es necesario una etapa de potencia que acondicione el voltaje de una fuente, para ello es necesario el uso de un inversor boost que eleve el voltaje. El aumento de tensión de salida se logra mediante el uso de un inductor acoplado, para así evitar el uso excesivo de fuentes de alimentación. Con la implementación de este dispositivo se podrá diseñar sistemas más compactos y de baja

distorsión armónica. A diferencia de un convertidor convencional, que transforma corriente continua en alterna a una misma amplitud, y además necesita varios interruptores y controles adicionales al circuito. (Gutiérrez , Flórez, & Serrano, 2018).,

Por ende, usando un inversor boost se solucionaría este problema, ya que no es necesario que la fuente de entrada sea mayor a la amplitud de salida. El desarrollo de este dispositivo será de gran aporte para investigaciones posteriores, donde se vea la necesidad de conectarlo a la red eléctrica (Guillén Montenegro & Jaramillo Ayavaca, 2017)

### **Alcance del trabajo**

El presente trabajo de grado está basado en una investigación de carácter tecnológico, en donde se pretende realizar la implementación de un inversor boost monofásico en malla abierta, (sin controlador). La potencia por manejar del inversor es de 200 a 300 W, donde de una fuente de entrada de 100Vdc se obtendrá un voltaje sinusoidal de salida con una amplitud de 170V y 60 Hz, con una corriente de salida de amplitud 3A, a 60 Hz. Además, se realizará pruebas de funcionamiento con cargas resistivas, y lazos L-R. En donde se usará el software Matlab R2018b, usando la herramienta Simulink, para realizar el diseño del inversor. Adjunto al prototipo se realizará el manual de usuario. La implementación de este convertidor se lo realizará en el Laboratorio de Potencia, en las instalaciones de la carrera de Electricidad en la Universidad Técnica del Norte.

### **Objetivo General**

Implementar un convertidor DC/AC boost monofásico en malla abierta, mediante el diseño, simulación y análisis del circuito, para generar un voltaje de salida sinusoidal, con baja distorsión armónica.

### **Objetivos Específicos**

- Describir el funcionamiento de los convertidores DC/AC, y el accionamiento de los dispositivos de electrónica de potencia
- Diseñar un prototipo de un inversor boost monofásico en malla abierta.
- Implementar un prototipo de un inversor boost monofásico en malla abierta

# CAPITULO I

## Descripción de los convertidores DC/AC

El siguiente capítulo tiene como propósito dar a conocer los conceptos básicos sobre el funcionamiento de los conversores tipo DC/DC y DC/AC. Además, se describen los tipos, parámetros de rendimiento y componentes de mayor relevancia. También se da a conocer las estrategias de modulación más usadas en inversores DC/AC.

### 1.1 Convertidores DC-DC

Los convertidores DC-DC se usan ampliamente en sistemas de suministro de energía DC, regulados de modos de conducción, además poseen aplicaciones en accionamientos motrices. Como se muestra en la Figura 1, la señal de entrada de estos convertidores es un voltaje continuo, no regulado, se obtiene mediante la rectificación del voltaje de línea, por lo tanto, oscilará debido a los cambios de amplitud de voltaje. Es decir, estos convertidores usan la entrada DC no regulada, convirtiéndola en una señal de salida DC controlada en el nivel de voltaje deseado. (Mohan, Undeland, & Robbins, 2007).

El principio de funcionamiento se basa en el almacenamiento temporal de energía, y la transmisión de ésta en un periodo de tiempo. (Vargas, 2018). Los convertidores DC, se componen de semiconductores que, aplicando una serie de señales de control, actúan como interruptores para convertir un nivel de tensión determinado en uno diferente. Estos convertidores son sistemas dinámicos no lineales y variables en el tiempo, donde los niveles de potencia varían significativamente de altos a bajos, debido a las variaciones y pérdidas en los componentes electrónicos de los mismos. (Dancy, Amirtharajah, & Chandrakasan, 2011).

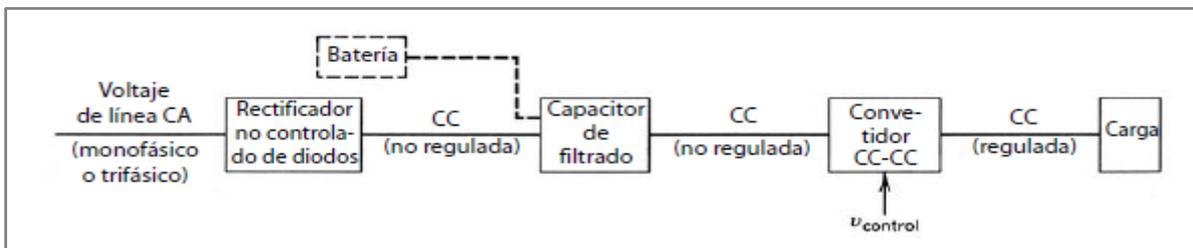


Figura 1. Sistema convertidor DC-DC  
Fuente: (Mohan, Undeland, & Robbins, 2007)

## **1.2 Modos de conducción**

Los convertidores DC, tienen dos modos de conducción: Conducción de corriente continua (MCC), y corriente de conducción discontinua. (MDC). (Mohan, Undeland, & Robbins, 2007). Un convertidor debe estar diseñado para operar en los dos modos de conducción, los cuales poseen distintas características, por lo tanto, el convertidor y su control se debe diseñar en base a sus dos modos de conducción. (Gólcher Barguil, 2020).

### **1.2.1 Modo de conducción continua (MCC)**

En este modo la corriente que fluye por la carga varía entre su máximo y mínimo, pero nunca llega a anularse, debido a que su conmutador deberá estar bloqueado en un intervalo de tiempo, lo que impide que la corriente en la carga se anule. Haciendo que en el siguiente periodo la corriente inicie de su valor inicial.  $I_{L(MIN)}$ . (Galera, 2013).

### **1.2.2 Modo de conducción discontinua (MCD)**

En este modo de conducción la corriente en la carga se anula en un determinado intervalo de tiempo  $T_{OFF}$ , donde el interruptor está abierto. El tiempo que permanece el interruptor abierto, debe ser mayor al tiempo que el inductor está cediendo energía, esto permite que al siguiente periodo la corriente en la carga sea nula. (Muñoz , 2012).

## **1.3 Tipos de convertidores DC-DC**

Los convertidores DC-DC son aquellos sistemas electrónicos que nos permiten transformar un nivel de voltaje continuo a otro, puede ser de mayor o menor amplitud. Existen diferentes topologías, las más conocidas se las detalla a continuación. (Acevedo Meza, García Mendoza, & Sepúlveda, 2017).

### **1.3.1 Convertidor Buck o reductor**

Como menciona su nombre, es un convertidor reductor que produce una tensión media de salida más baja que el voltaje DC de salida. Este tipo de convertidores se los usa en fuentes de DC reguladas, y en el control de velocidad de motores DC. (Mohan, Undeland, & Robbins, 2007). La función de este convertidor es mantener un voltaje de salida regulado, frente a las variaciones del voltaje de entrada o de la carga (Valle Rodríguez, 2014), sin invertir la polaridad de la tensión de salida con respecto a la entrada. (Galera, 2013). Este convertidor está formado por un interruptor, un diodo, una bobina, un condensador en paralelo, como se observa en la Figura 2.

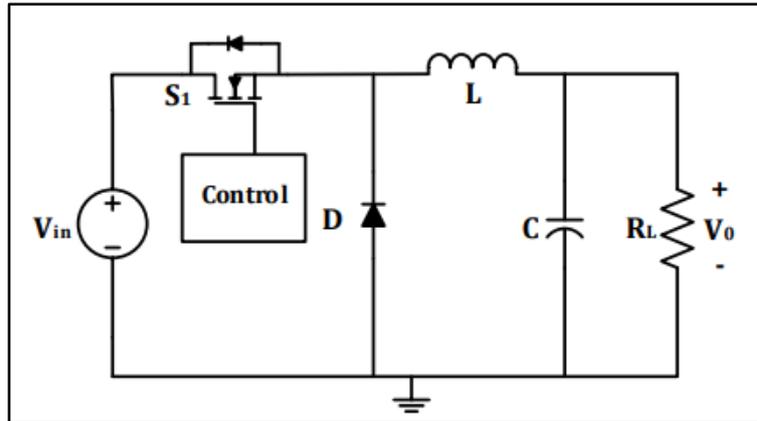


Figura 2. Convertidor Buck convencional  
Fuente: (Pacheco, 2007)

El hecho de que este conformado de elementos pasivos, se obtiene un sistema de segundo orden. La simplicidad y bajo costo de esta topología, lo hace ideal para aplicaciones en donde se necesite un alto grado de eficiencia (Gutiérrez E. F., 2018).

### 1.3.2 Convertidor boost o elevador

Esta topología es usada cuando se desea un aumento de voltaje de salida, con relación a la tensión de entrada, (Estrella, 2019) y no invierte la polaridad de la tensión de salida, además nos permite obtener una tensión de salida mayor o igual que la tensión de entrada

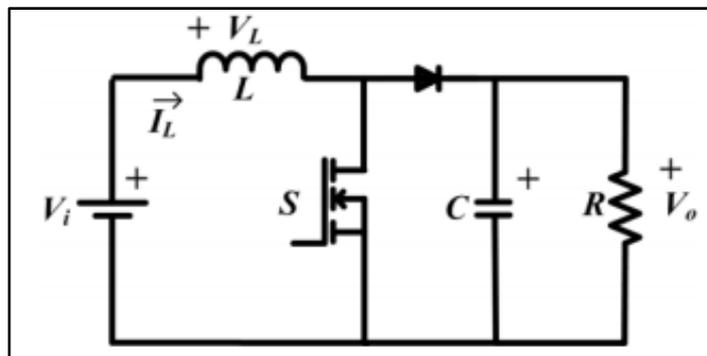


Figura 3. Convertidor Boost  
Fuente: (Alessio, 2014).

En la Figura 3 se puede observar el circuito correspondiente a un convertidor boost. La principal aplicación de esta topología es en fuentes de energía de DC regulada, y en el frenado regenerativo de motores DC. (Mohan, Undeland, & Robbins, 2007). La función de este convertidor es mantener una tensión de salida regulada, frente a las variaciones de la entrada o la carga, cuando el interruptor de potencia está encendido (ON), el diodo es polarizado de forma inversa, lo que aísla la etapa de salida y evita el retorno de corriente. La entrada suministra energía al inductor cuando el interruptor esta apagado (OFF), esta etapa de salida recibe energía tanto del inductor y de la entrada, además de poseer un

filtro capacitivo con el fin de asegurar que el voltaje de salida sea constante. (Mohan, Undeland, & Robbins, 2007). El convertidor boost es un sistema de segundo orden, al estar compuesto de elementos almacenadores de energía, como una bobina y un condensador. (Estrella, 2019). En la Figura 3 se muestra la topología de un conversor boost.

### 1.3.3 Convertidor Cúk

El convertidor de tipo Cúk, lleva el nombre de su inventor Slobodan Cúk, este tipo de convertidor posee una gran diferencia con respecto a las otras topologías de convertidores DC, se lo obtiene por medio del principio de dualidad en el circuito de un convertidor Buck- Boost. (Mohan, Undeland, & Robbins, 2007). En la Figura 4 se representa el circuito un convertidor Cúk.

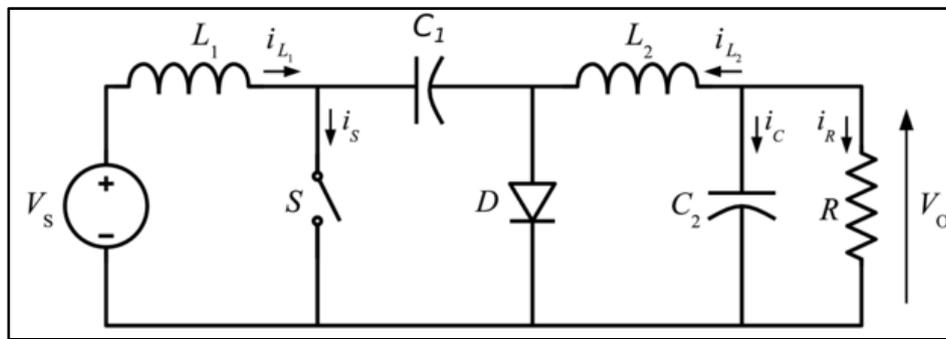


Figura 4. Convertidor Cúk  
Fuente: (Pachauri & Chauhan, 2016)

Este convertidor es usado para la corrección de factor de potencia, para cargadores de baterías de vehículos eléctricos. (Cifuentes Tobón, 2019). Esta topología de convertidor brinda la facilidad de que la amplitud de la tensión de salida sea mayor o menor con respecto a la tensión de entrada, es decir presenta un voltaje regulado con polaridad negativa respecto a su señal de entrada, por ello también es conocido como convertidor inversor, su principal fuente de almacenamiento de energía es un capacitor. Una ventaja de esta topología de convertidores es que su corriente de entrada, tanto como su corriente de salida están libres de ondulaciones o rizados. Un convertidor Cúk posee dos bobinas y dos condensadores, lo que resulta un sistema de cuarto orden. (Cifuentes Tobón, 2019).

### 1.3.4 Convertidor DC topología puente completo

El convertidor DC/DC puente completo es tal vez una de las topologías más adoptadas en aplicaciones de media y alta potencia debido a su capacidad de lograr la conmutación de sus interruptores bajo condiciones de tensión cero, reduciendo así las pérdidas y mejorando el rendimiento de esta topología de convertidor (Peña Santamaría &

Narváez, 2015), existen tres tipos de aplicaciones para los convertidores DC de puente completo:

- Accionamientos motrices
- Conversión de DC – AC en fuentes de energía no interrumpibles monofásicas.
- Conversión de DC-AC a frecuencia alta en fuentes de potencia de DC de modo de conmutación con aislamiento por transformador.

Para cada una de estas aplicaciones es muy importante tomar en cuenta el tipo de control, además es posible controlar su magnitud y polaridad de la señal de salida. (Mohan, Undeland, & Robbins, 2007).

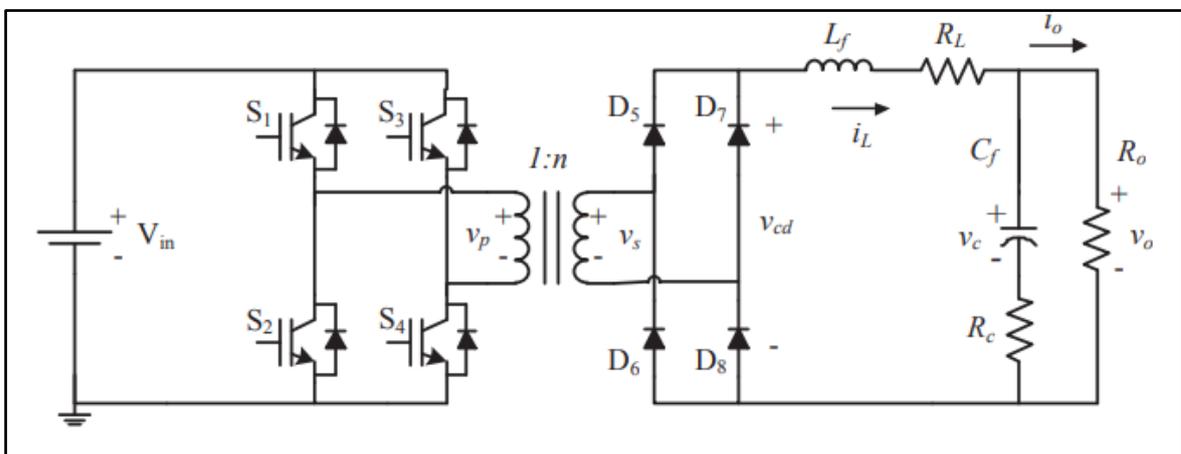


Figura 5. Convertidor DC-DC de puente completo  
Fuente: (Dancy, Amirtharajah, & Chandrakasan, 2011).

En la Figura 5 se representa el circuito de la topología de puente completo, este convertidor tiene conectados diodos en antiparalelo con los interruptores, haciéndolos unidireccionales, para que la corriente fluya en un solo sentido. (Del Rio Pinilla, 2018).

#### 1.4 Convertidores DC-AC

Los convertidores DC-AC son dispositivos de electrónica de potencia cuyo fin es generar una tensión alterna a partir de una tensión continua. Se los usa en motores AC y en fuentes de alimentación no interrumpibles, donde su finalidad es producir una señal de salida alterna cuya magnitud y frecuencia pueden controlarse. (Mohan, Undeland, & Robbins, 2007). La tensión de entrada puede ser un banco de baterías, celdas solares u otras fuentes de corriente continua como generadores. (Inga Llanes & Tuela, 2016). Las formas onda en la salida de los inversores son idealmente sinusoidales, pero en la práctica poseen armónicos. (Guillén Montenegro & Jaramillo Ayavaca, 2017). Para inversores donde se maneja potencias pequeñas la señal de salida puede ser aceptable

de onda cuadrada, y para el manejo de grandes potencias o donde se requiera conexión a la red eléctrica se requieren ondas sinusoidales de baja distorsión armónica. (Dancy, Amirtharajah, & Chandrakasan, 2011).

### **1.5 Aplicaciones de los inversores**

- a) La aplicación de los inversores es común en usos industriales tales como:
- b) Propulsión de motores AC de velocidad variable.
- c) Fuentes de respaldo y de poder.
- d) Alimentaciones interrumpibles.
- e) Generación de electricidad a partir de energías renovables. (Guillén Montenegro & Jaramillo Ayavaca, 2017).

### **1.6 Parámetros de rendimiento de los convertidores DC-AC**

Como es de conocimiento, en la práctica la señal de salida de los inversores reales contiene armónicos, lo que es inevitable evaluar algunos parámetros de rendimiento como el factor armónico de la  $n$ -ésima componente, distorsión total armónica, factor de distorsión y la armónica de menor orden.

#### **1.6.1 Factor armónico de la $n$ -ésima componente, $HF_n$ .**

Es el factor armónico que corresponde a la  $n$ -ésima armónica, es una medida de contribución armónica individual, resulta la división entre el valor (rms) de la componente fundamental y el valor (rms) de la  $n$ -ésima componente armónica.

#### **1.6.2 Distorsión total armónica THD**

Según, (Cardona, Calero, & Márquez, 2010) cuando el voltaje o la corriente de un sistema eléctrico posee deformaciones con respecto a la forma de onda senoidal, se puede decir que la señal está distorsionada, esto se debe a:

- a) Fenómenos transitorios como el arranque de motores, conmutación de capacitores, fallas por corto circuito.
- b) Condiciones permanentes que están relacionadas con armónicas en estado estable, es decir señales que poseen una cierta distorsión que cuando es baja no ocasiona problemas de operación en los equipos.
- c) La distorsión armónica total es una medida de la similitud entre la forma de onda y su componente fundamental. (Rashid, 2007).

### 1.6.3 Factor de distorsión DF

Los valores de THD nos indican el contenido armónico total, pero no menciona el nivel de cada uno de sus componentes. Si en la señal de salida de un inversor se usa un filtro, las armónicas de orden más alto se atenuarán con mayor eficacia, por ello es importante conocer la frecuencia y la magnitud de cada componente. (Rashid, 2007). El factor de distorsión nos indica la cantidad de distorsión armónica presente en una forma de onda, después que hayan sido atenuadas, por lo tanto, el factor de distorsión DF es una medida de eficacia en la reducción de componentes armónicas no deseadas, sin la necesidad de mostrar los valores del filtro. (Téllez Ramírez, 2016).

### 1.6.4 Armónica de menor orden LOH

La armónica de menor orden es simplemente aquella componente cuya frecuencia es la más cercana a la fundamental, su amplitud no supera el 3% de la componente fundamental. (Rashid, 2007).

## 1.7 Tipos de inversores monofásicos

Existen diferentes tipos de inversores monofásicos como el inversor medio puente H, inversor de puente completo, el inversor Cúk diferencial y el inversor boost cada uno de ellos se los detalla a continuación.

### 1.7.1 Inversor DC- AC medio puente H

También llamado inversor de medio puente es la topología más básica de un inversor monofásico, mostrado en la Figura 6.

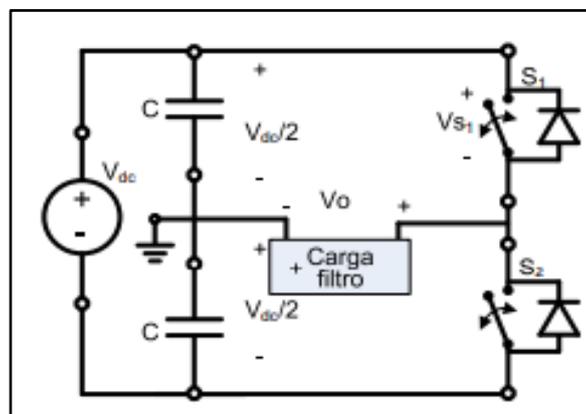


Figura 6. Inversor de medio puente  
Fuente: (Delgado , 2014)

Aquí se conectan dos condensadores iguales en serie a través de la entrada DC. (Mohan, Undeland, & Robbins, 2007). Este tipo de convertidor se basa en generar una tensión media a través de sus capacitores, y así aplicar la carga una tensión máxima de la mitad del valor de voltaje del bus DC. Los dos interruptores que posee deben tolerar la tensión total, es decir la suma de ambas fuentes. (Delgado , 2014). Gracias a la conmutación de los interruptores se logra generar una tensión alterna, con la única diferencia que su voltaje positivo y negativo serán de un módulo igual a la mitad de su alimentación. El voltaje de salida corresponderá a una señal cuadrada. (Del Rio Pinilla, 2018).

### 1.7.2 Inversor DC-AC tipo puente H

El inversor tipo puente H o también conocido como convertidor de puente completo, es una de las topologías más usadas para transformar DC-AC, es el resultado de la unión de dos convertidores de medio puente, (Alessio, 2014) esto implica que, para la misma potencia, la corriente de salida y la corriente de los interruptores forman la mitad de las corrientes de un inversor de medio puente. En niveles de potencia más altos es una clara ventaja, ya no es necesario colocar dispositivos en paralelo. (Mohan, Undeland, & Robbins, 2007)

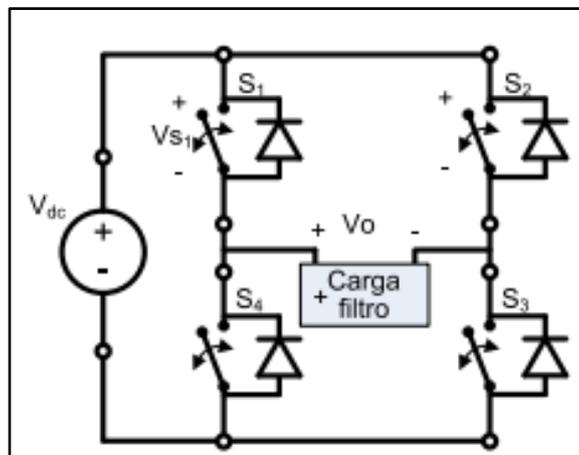


Figura 7. Inversor DC-AC tipo puente H  
Fuente: (Delgado , 2014)

De esta manera con una sola fuente continua, se puede aplicar a la carga tensiones positivas, negativas y cero con un cambio en los interruptores que conducen en cada instante. (Delgado , 2014). Este inversor está compuesto por 4 interruptores de potencia totalmente controlados, típicamente transistores MOSFET (Delgado , 2014). Para una mayor comprensión se adjunta en la Figura 7 la topología de un inversor de puente completo.

### 1.7.3 Inversor Cúk diferencial

El inversor Cúk diferencial es una de las topologías complejas de los convertidores DC-AC, es el resultado de la unión de dos convertidores Cúk convencionales, adicionando un transformador con el fin de garantizar aislamiento galvánico para lograr una mayor amplitud de voltaje, Figura 8.

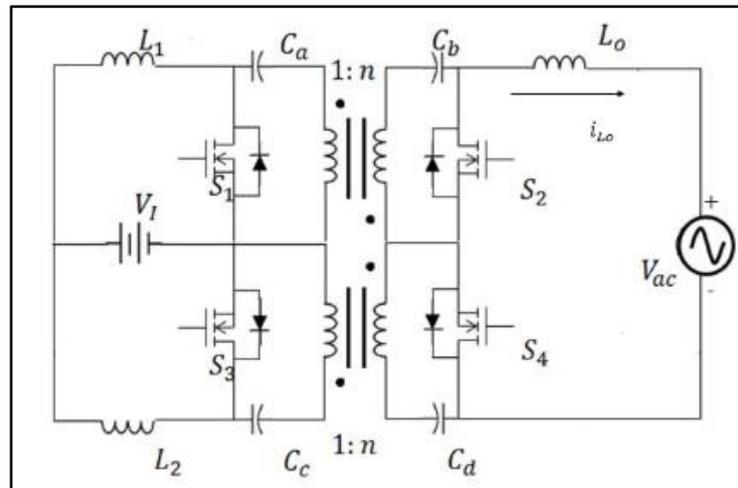


Figura 8. Inversor Cúk Diferencial  
Fuente: (Pérez, Vivert, Patino, & Díez, 2017).

Donde también se logra cambio de polaridad en el voltaje de salida tanto valores positivos como negativos. (Pérez, Vivert, Patino, & Díez, 2017). El inversor Cúk diferencial, posee una importante aplicación como es en los sistemas de producción de energía renovable, en este caso en un sistema fotovoltaico, donde este convertidor se usa para cargar a un conjunto de baterías, y posteriormente alimentar a un convertidor DC/AC. (Pachauri & Chauhan, 2016). Este convertidor usa un transformador, gracias a él se fusiona la etapa de elevación DC-DC, así reduciendo el número de componentes, y el tamaño del sistema. (Pérez, Vivert, Patino, & Díez, 2017).

### 1.7.4 Inversor boost monofásico

El uso creciente de energías renovables trae nuevos desafíos para la investigación sobre la producción de electricidad con energías renovables, aquí surge la oportunidad de desarrollar sistemas de generación distribuida donde destacan los sistemas fotovoltaicos, que, para poder alimentar cargas residenciales, o conectarse a la red eléctrica necesitan un inversor. (Guillén Montenegro & Jaramillo Ayavaca, 2017). Esta topología de inversor como su nombre lo indica, posee la característica de incrementar la amplitud de su señal de salida respecto con la entrada. (Nahavandi, Roostaei, & Azizi, 2016).

El inversor boost, es el resultado de la combinación de dos convertidores boost, mostrado en la Figura 9, y en la Figura 10 se muestra un inversor boost monofásico. (Setiono F. Y., 2016).

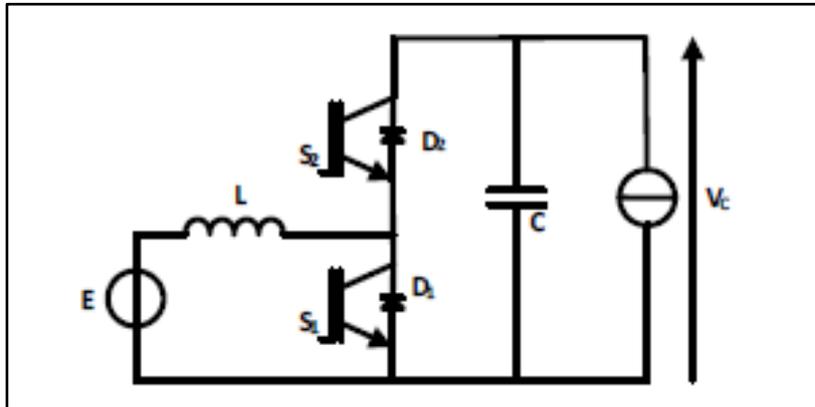


Figura 9. Convertidor boost.  
Fuente: (Nahavandi, Roostae, & Azizi, 2016).

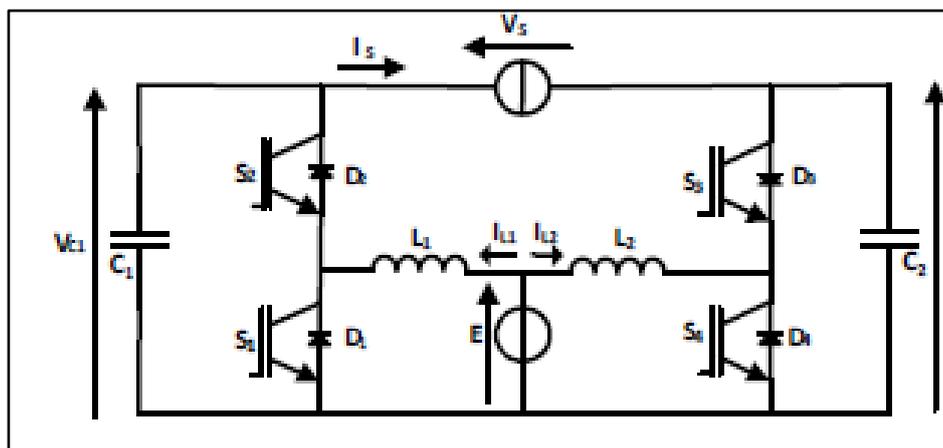


Figura 10. Inversor boost monofásico.  
Fuente: (Setiono F. Y., 2016).

El principio de funcionamiento es absorber la energía proporcionada por los capacitores, y enviarla a la carga, con el fin de obtener un voltaje AC de salida mayor respecto a la tensión de entrada. (Setiono F. Y., 2016). Este modelo inversor está constituido a partir de dos convertidores DC-DC, que se combinan en un solo “inversor” boost. Con la diferencia que su modulación está desfasada 180° con respecto al otro convertidor (Nahavandi, Roostae, & Azizi, 2016). Los elementos que conforman este inversor son: dos capacitores, dos inductores y cuatro interruptores de potencia (MOSFET), totalmente controlados. Esta topología de inversor posee la ventaja de acondicionar su voltaje de entrada en una sola fase, haciendo que el voltaje en los capacitores esté desfasado 180° en todo momento. (Cortés & Betancur-Londoño, 2019).

## 1.8 Estrategias de modulación más usadas en inversores

Los inversores DC/AC tienen por objetivo la transformación de tensión DC a tensión AC de amplitud y/o frecuencia variable dependiendo de la aplicación. (Del Rio Pinilla, 2018). El proceso de conversión de voltaje se logra mediante la implementación de técnicas de modulación, las cuales actúan sobre un puente inversor monofásico o trifásico. Según las características de estas técnicas, las propiedades de eficiencia en la conversión, contenido armónico de la señal de salida y pérdidas en el puente inversor cambian. (Delgado, 2014).

El tipo de modulación que se utilice para generar la inversión DC-AC, es una consideración de gran importancia, debido que dependen varios factores de calidad del sistema. Al momento de elegir una técnica de modulación es necesario tomar en cuenta el contenido armónico en la señal AC generada, éstos pueden causar un funcionamiento erróneo en el sistema, además reducir la vida útil del inversor y las cargas conectadas. (Del Rio Pinilla, 2018).

### 1.8.1 Conceptos básicos de modulación

- a) **Modulador:** Es aquel elemento encargado de enviar las señales sean PWM, o SPWM de disparo a cada uno de los interruptores a partir de la señal de control, según como se realice la técnica de modulación sea unipolar y bipolar. El principio básico de estas modulaciones consiste en comparar la señal de control moduladora, con una señal triangular, generando así una modulación en ancho de pulso, dependiendo de las combinaciones de las señales se apliquen a cada interruptor de potencia se obtienen diferentes tipos de modulación. (Bustos & Borrero, 2010).
- b) **Índice de modulación en amplitud:** Es la relación entre la amplitud de la señal moduladora, y la amplitud de la señal portadora. (Del Rio Pinilla, 2018)
- c) **Índice de modulación en frecuencia:** Se define como la relación entre la frecuencia de la señal portadora, y la frecuencia de la señal moduladora. (Del Rio Pinilla, 2018).

### 1.8.2 Modulación por ancho de pulso PWM

Para aplicaciones industriales, es necesario controlar la tensión de salida de un inversor, así contrarrestando las variaciones en la entrada DC, el método más eficiente

para controlar la ganancia (voltaje de salida), es incorporar en los inversores el control de modulación de ancho de pulso. (Setiono F. Y., 2016).

PWM, (Pulse Width Modulation), proporciona un método para disminuir el factor de distorsión armónica THD en la corriente que suministra el inversor hacia la carga. Esta modulación controla la amplitud de la tensión de salida usando diferentes formas de onda moduladoras o de referencia. (Del Rio Pinilla, 2018). La modulación PWM es una técnica de modulación no lineal, un modelo de señal PWM es mostrada en la Figura 11.

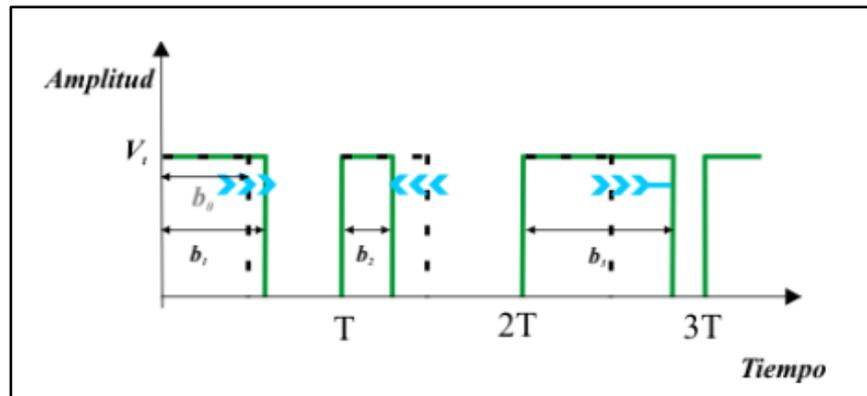


Figura 11. Señal de modulación PWM  
Fuente: (Bernal, 2013)

En la figura mostrada se observa los parámetros principales que caracterizan los pulsos PWM: duración de los pulsos sin modular ( $b_0$ ), duración mínima ( $b_{min}$ ) y máxima ( $b_{max}$ ).

La modulación PWM puede ser ejecutada de dos formas:

- Bipolar: Cuando el inversor utiliza dos estados  $+V_{DC}$ , y  $-V_{DC}$ .
- Unipolar: Cuando el inversor utiliza tres estados  $+V_{DC}$ ;  $-V_{DC}$  y 0. (Bernal, 2013).

### 1.8.3 Modulación por ancho de pulso modificada SPWM.

Este tipo de modulación utiliza una forma de onda sinusoidal como referencia, pero la onda portadora se modifica con el fin de disminuir el número de conmutaciones del inversor. La modulación SPWM consiste en comparar una señal de referencia (senoidal) con una señal portadora (triangular), Figura 12. La comparación genera un tren de pulsos con ancho variable, a continuación, se describen como se generan las señales de control (disparo) para G1, G2, G3, y G4. (Del Rio Pinilla, 2018).

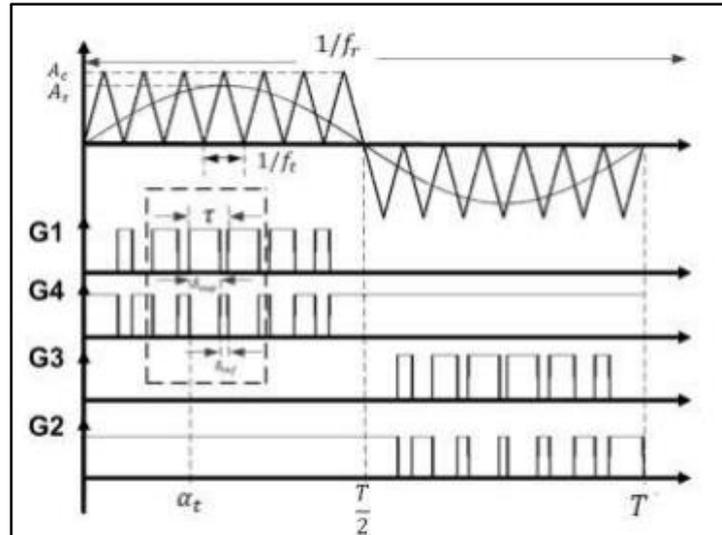


Figura 12. Modulación por ancho de pulsos modificada  
Fuente: (Del Rio Pinilla, 2018)

- a) **Semiciclo positivo para las señales de referencia y portadora:** La señal de control G1 se obtiene a partir de la comparación de la señal de referencia con la portadora, tiene valor digital alto cuando la señal senoidal es mayor que la señal triangular. La señal G4 es el complemento digital de G1. La señal G3 tiene valor digital bajo y la señal G2 tiene valor digital alto por ser su complemento. (Gallegos , 2012)
- b) **Semiciclo negativo para las señales de referencia y portadora:** La señal de control G3 se obtiene a partir de la comparación de la señal de referencia con la portadora, tiene valor digital alto cuando el valor absoluto de la señal senoidal es mayor que el valor absoluto de la señal triangular, mientras que la señal G2 es el complemento de G3. La señal de control G1 tiene valor digital bajo y G4 tiene valor digital alto. (Guillén Montenegro & Jaramillo Ayavaca, 2017).

Este tipo de modulación disminuye en número de conmutaciones, por ende, disminuye la distorsión armónica total generada por el inversor. (Gallegos , 2012).

#### 1.8.4 Modulación Unipolar

En este tipo de modulación existen dos señales sinusoidales de control, una es opuesta a la otra, con este tipo de modulación se consigue mejorar el contenido armónico de la señal, eliminando componentes que no son eficientes a la potencia requerida. Las formas de onda de las dos señales poseen un desfase de 180°. (Mohan, Undeland, & Robbins, 2007). La modulación unipolar consigue que, para semiciclos positivos, la tensión de salida se conmute entre +Vdc y 0, mientras que para semiciclos negativos lo haga entre -Vdc y 0, esta característica hace que sea superior a la modulación bipolar ya que su

contenido armónico en su señal de salida es relativamente bajo. (Delgado , 2014). En la Figura 13 se muestra el circuito básico de modulación unipolar.

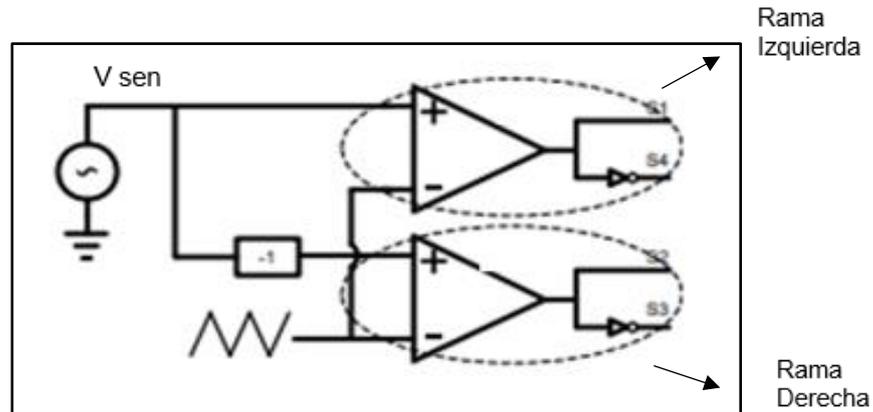


Figura 13. Circuito básico de modulación unipolar.  
Fuente: (Delgado , 2014)

### 1.8.5 Modulación bipolar

En la modulación bipolar en lugar de mantener la anchura de los pulsos constante, se puede variar en proporción la amplitud de una onda sinusoidal, reduciendo el factor de distorsión DF y los armónicos de bajo orden. (Bustos & Borrero, 2010).

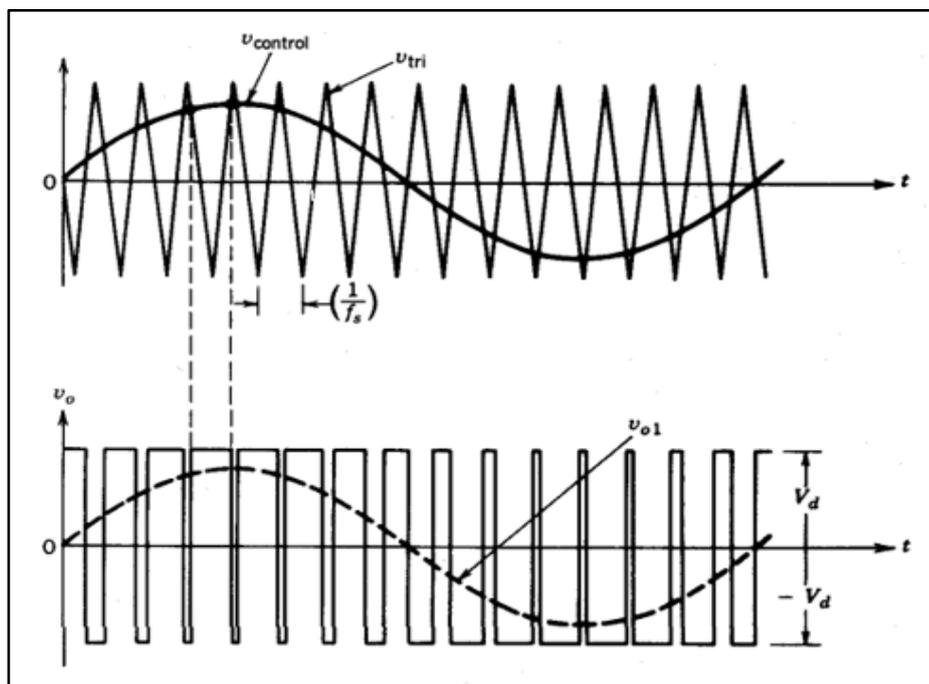


Figura 14. Señales de referencia en la modulación bipolar.  
Fuente: (Bustos & Borrero, 2010).

En la Figura 14 se puede apreciar que el ancho de cada pulso de la señal de excitación corresponde a los intervalos existentes entre los puntos de corte de la onda

portadora y la referencia, así obteniendo el doble de pulsos, en caso de usar dos ondas sinusoidales, también es conocida como la anchura de un pulso  $p$ -enésimo que varía al modificar el índice de modulación, a la vez éste altera el voltaje eficaz de salida. (Bustos & Borrero, 2010).

En resumen, los convertidores DC-AC se los conoce como inversores su principal función es obtener un voltaje sinusoidal, a partir de un voltaje continuo. Los inversores mayoritariamente son usados en la producción de electricidad con energías renovables, donde el principal componente es un inversor. Existen varias topologías de circuitos, pero teóricamente el inversor boost es la topología más viable, debido a que este inversor posee la característica de incrementar la amplitud de su señal de salida respecto con la entrada. Además de ser un dispositivo compacto no necesita controles adicionales al circuito.

# CAPITULO II

## Diseño del inversor boost monofásico en malla abierta

### 2.1 Introducción

Este capítulo tiene la finalidad de puntualizar los aspectos de mayor relevancia, en el proceso del diseño de un inversor boost monofásico en malla abierta, a su vez detallar el modelo matemático, dimensionamiento de cada uno de sus componentes, además su respectiva estrategia de modulación. De tal forma analizar su calidad de voltaje sinusoidal.

### 2.2 Metodología usada para el diseño del inversor boost monofásico en malla abierta

El diagrama de la Figura 15 se detalla las principales consideraciones que se debe tomar en cuenta para el diseño de un inversor boost monofásico en malla abierta, con la finalidad de dar a conocer la metodología usada para el diseño del inversor.

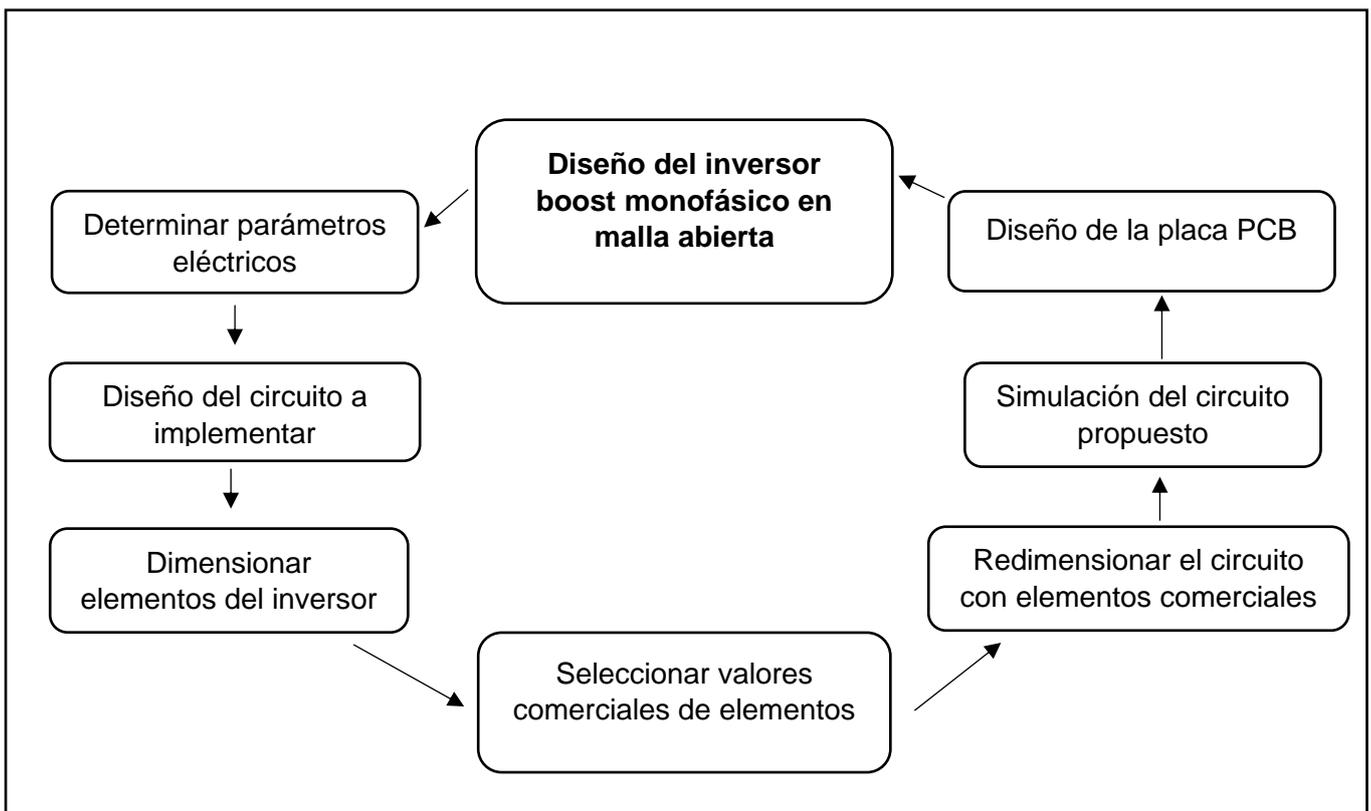


Figura 15. Metodología usada para implementación de un inversor boost monofásico en malla abierta

### 2.3 Parámetros de diseño del inversor

Los parámetros de diseño de este prototipo fueron planteados con el fin alimentar cargas que usan voltaje alterno, es decir que utilicen 120Vac. Se propuso usar un voltaje de entrada de 100 V debido a que es un inversor boost (elevador), por ende, acondiciona el voltaje aproximadamente el doble de su entrada.

El inversor boost monofásico en malla abierta, (sin controlador), se diseñó con el propósito de alimentar una carga que funciona con una tensión de 120 Vac. La potencia por manejar del inversor es de 200 W, donde de una fuente de entrada de 100Vdc, se obtiene un voltaje sinusoidal de salida con una amplitud de 170V y 60 Hz, con una corriente de salida de amplitud 3A, a 60 Hz. Además, se realiza el diseño y simulación del circuito en el software Matlab R2018b, usando la herramienta Simulink, para verificar su correcto funcionamiento.

El prototipo se diseñó con las siguientes consideraciones:

- a) El rizado de voltaje en los capacitores y el rizo de corriente por los inductores es de 2% y 20% respectivamente
- b) La frecuencia de conmutación corresponde a 24kHz
- c) Fuente de alimentación de 100 Vdc.

En la tabla N°1 se resume los parámetros de diseño de un inversor boost

Tabla N°1 parámetros de diseño

Parámetro	Valor
Voltaje de entrada máximo	100 V
Voltaje de salida	120 Vrms (170Vp)
Frecuencia de conmutación	24 kHz
Frecuencia de Salida	60 Hz
Rizado de tensión en el capacitor	2%
Rizado de corriente en el inductor	10%

### 2.4 Diseño del circuito a implementar

Un inversor boost convencional está diseñado para su uso en sistemas de alimentación permanente, este tipo de inversores necesitan un mayor número de interruptores de potencia y su conversión de energía se realiza en dos etapas. (Kaliamoorthy, Sekar, & Raj, 2010). El modelo propuesto en este trabajo de grado genera naturalmente en una sola etapa un voltaje AC, cuyo valor pico debe ser mayor a su voltaje

de entrada DC, además de reducir las pérdidas de energía y conseguir una excelente calidad de la tensión de salida. (Cáceres & Barbi, 2000). En la Figura 16 se detalla el diseño de la topología de inversor propuesto.

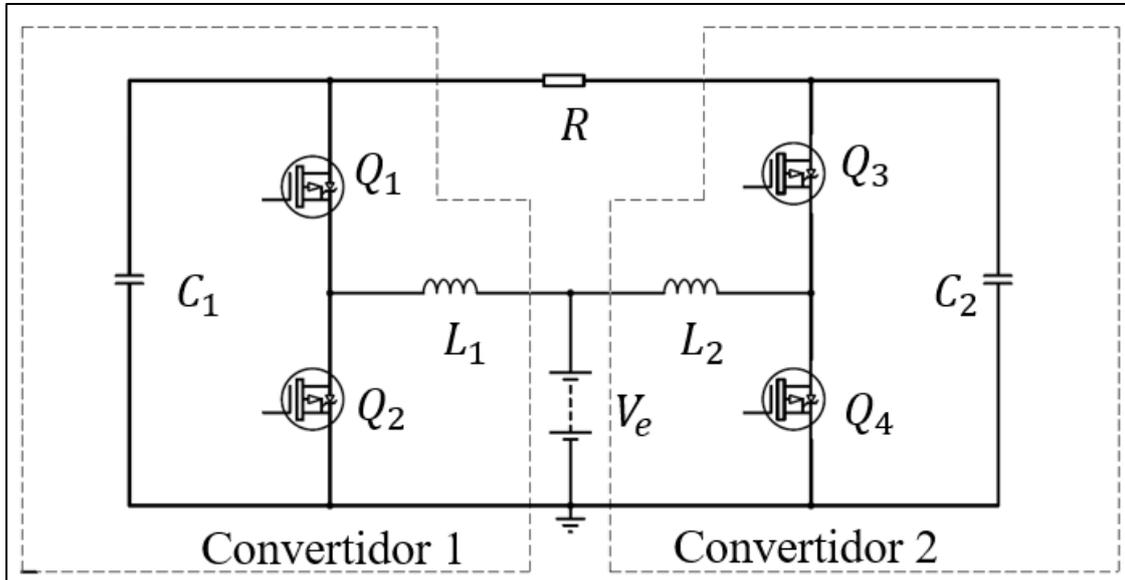


Figura 16. Topología del inversor propuesta

Esta topología de inversor boost, es el resultado de la unión de dos convertidores boost DC-DC bidireccionales, dado que los dos convertidores que conforman al inversor son iguales en cuanto a componentes se refiere, se realiza el diseño de uno de los convertidores. La diferencia es que el segundo convertidor está modulado con un desfase de  $180^\circ$  para así poder obtener un voltaje sinusoidal. (Setiono F. Y., 2014). En la Figura 17 se muestra un convertidor boost, en la Figura 18 se puede observar la unión de los dos convertidores boost, como resultado se obtiene un inversor boost monofásico en malla abierta, además con su respectiva polarización para poder ser analizado.

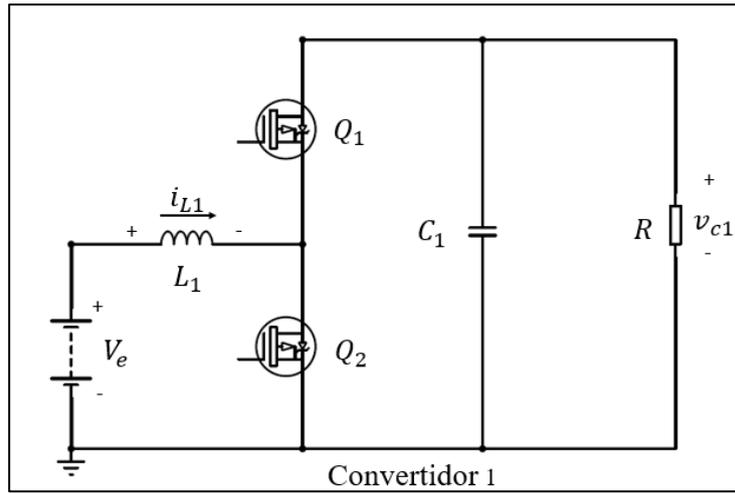


Figura 17. Convertidor DC- DC bidireccional

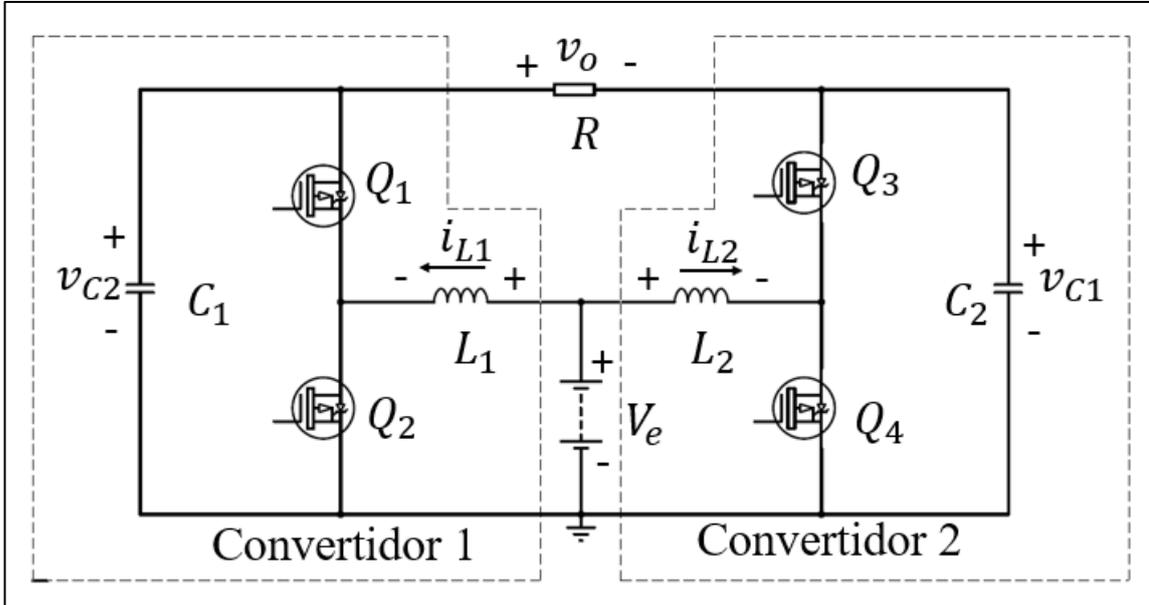


Figura 18. Topología de inversor boost propuesto

En la Figura 18 se puede apreciar que la carga en el inversor boost está conectada diferencialmente a través de dos convertidores DC-DC bidireccionales, que se obtiene como resultado una conversión DC- AC. Ambos convertidores deben producir una señal unipolar sinusoidal uno de ellos con un desfase de 180° como se muestra en las ecuaciones (1) y (2) el voltaje correspondiente a los dos convertidores. (Tampubolon, Purnama, & Chi Lin, 2015).

$$v_{c1} = V_{DC} + \frac{V_p}{2} \sin(\omega t) \tag{1}$$

$$v_{c2} = V_{DC} - \frac{V_p}{2} \sin(\omega t) \tag{2}$$

Donde:

$V_{DC}$ : Voltaje DC de los convertidores

$v_{C1}$ : Voltaje del capacitor 1

$v_{C2}$ : Voltaje del capacitor 2

Debido a que la carga se conecta en medio de los dos convertidores DC-DC, las tensiones de las ecuaciones 1 y 2 se restan, por lo tanto, el nivel DC tiende a anularse, dando como resultado la ecuación (3). (Tampubolon, Purnama, & Chi Lin, 2015).

$$v_o = v_{C1} - v_{C2} = V_p \sin(\omega t) \quad (3)$$

Donde:

$v_{C1}, v_{C2}$ : Voltaje de salida de los convertidores

$V_p$ : Voltaje pico

Para una mejor comprensión en la Figura 19 se ilustra el voltaje de salida de cada uno de los convertidores, donde se considera el desfase de las dos ondas y finalmente se muestra el voltaje de salida sinusoidal del inversor boost.

Donde:

$v_{C1}$ = Voltaje de la salida del convertidor 1

$v_{C2}$ = Voltaje de salida del convertidor 2

$v_o$ = Voltaje de salida del inversor

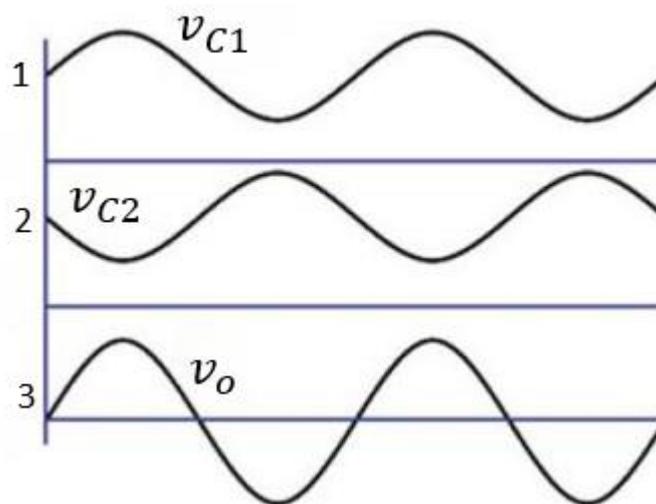


Figura 19. Formas de onda del voltaje de salida del inversor  
Fuente: (Tampubolon, Purnama, & Chi Lin, 2015)

## 2.5 Principio de operación

El voltaje de salida de cada inversor está desfasado 180°, esto involucra el manejo de dos ciclos de trabajo (duty cycle), ( Priya, Valli, & Santhana Krishnan, 2019) para el convertidor 1 su ciclo de trabajo de muestra en la ecuación (4), y para el segundo convertidor se muestra su ciclo de trabajo en la ecuación (5). (Cortés & Betancur-Londoño, 2019).

$$v_{C1} = \frac{V_e}{1-d} \quad (4)$$

$$v_{C2} = \frac{V_e}{d} \quad (5)$$

Donde:

$V_e$ : Voltaje de entrada

$d$ : Ciclo de trabajo (duty cycle).

El voltaje promedio de los dos convertidores se puede apreciar en la ecuación (6), consiste en la diferencia de los voltajes de cada convertidor, operado algebraicamente se obtiene como resultado la ecuación (7), correspondiente a la relación entre voltaje de salida y voltaje de entrada. (Montenegro, 2019)

$$v_o = v_{C1} - v_{C2} = \frac{V_e}{1-d} - \frac{V_e}{d} \quad (6)$$

$$\frac{v_o}{V_e} = \frac{2d-1}{d(1-d)} \quad (7)$$

Donde:

$v_{C1}, v_{C2}$ : Voltaje de salida de los convertidores

$V_e$ : Voltaje de entrada

$v_o$ : Voltaje de salida del inversor

## 2.6 Modelo matemático del inversor boost monofásico en malla abierta

Un inversor boost posee dos modos de operación, cuando el interruptor (MOSFET) está encendido, y cuando el interruptor (MOSFET) está apagado. (Cáceres & Barbi, 2000). Los modos de operación del inversor se observan en la Figura 18 y 19, además de sus ecuaciones características y modelo matemático que se presenta a continuación. En cada modo de operación dos de los interruptores están encendidos y los interruptores restantes están apagados. (Montenegro, 2019).

### 2.6.1 Modo de operación 1

En la Figura 20(a) se detalla el modo de operación 1, cuando el interruptor 2 y 3 del inversor están encendidos. Además, se detalla las ecuaciones diferenciales (sin pérdidas) de corriente en el inductor, correspondiente a las ecuaciones (8) y (9), además el voltaje en el capacitor ecuaciones (10) y (11).

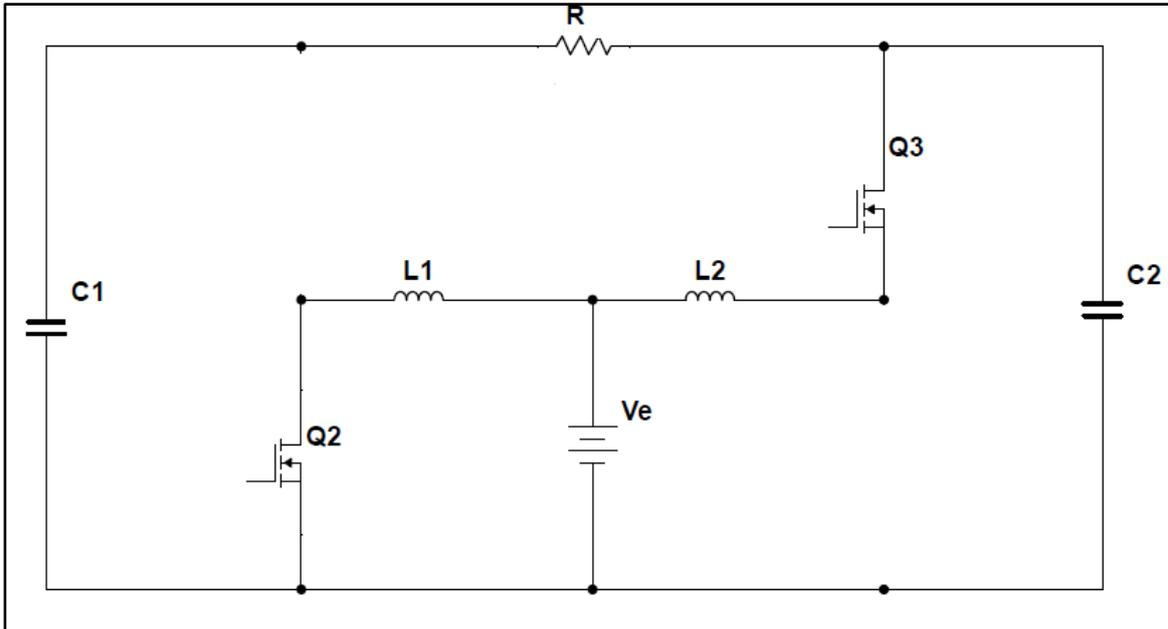


Figura 20(a). Modo de operación 1 (encendido)  
Fuente: (Gopal, Devaraj, Saha, & Poddar, 2018)

En la figura 20(b), se detalla el circuito equivalente en modo de operación 1

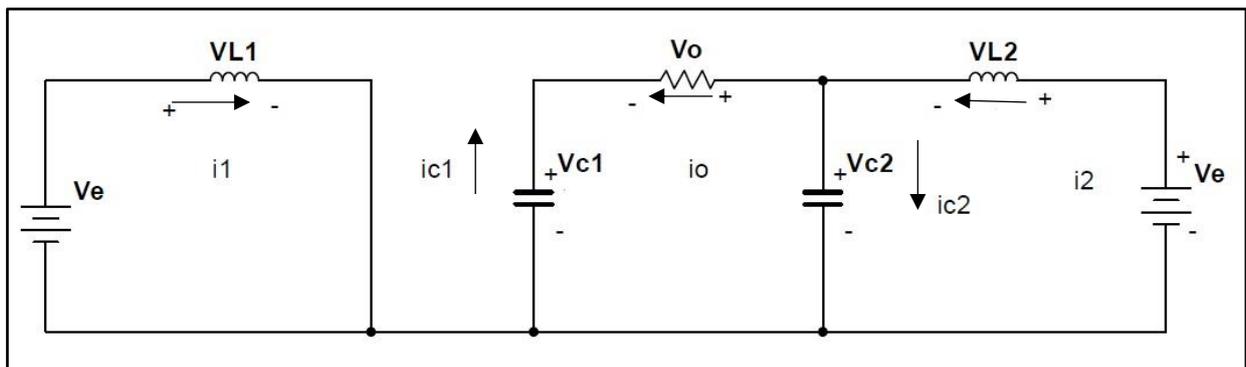


Figura 20(b). Circuito equivalente modo de operación 1

Una vez finalizado el análisis del circuito, en modo de operación 1 se obtiene las siguientes ecuaciones diferenciales relacionadas con la corriente en el inductor correspondiente a las ecuaciones (8) y (9). (Gopal, Devaraj, Saha, & Poddar, 2018).

$$L \frac{di_1}{dt} = V_e \quad (8)$$

$$L \frac{di_2}{dt} = V_e - v_{C2} \quad (9)$$

De la misma manera se detalla las ecuaciones relacionadas con el voltaje del capacitor mostradas en las ecuaciones (10) y (11). (Gopal, Devaraj, Saha, & Poddar, 2018). Para obtener un mayor detalle del origen de las ecuaciones revisar el Anexo 1. (Modelamiento matemático).

$$C \frac{dv_{C1}}{dt} = -\frac{v_o}{R} \quad (10)$$

$$C \frac{dv_{C2}}{dt} = i_2 - \frac{v_o}{R} \quad (11)$$

### 2.6.2 Modo de operación 2

En la Figura 21(a) aprecia el modo de operación 2, cuando el interruptor 1 y 4 del inversor están encendidos. Conjuntamente se detalla las ecuaciones (sin pérdidas) del voltaje en el capacitor y la corriente en el inductor representada en las ecuaciones (12)-(15).

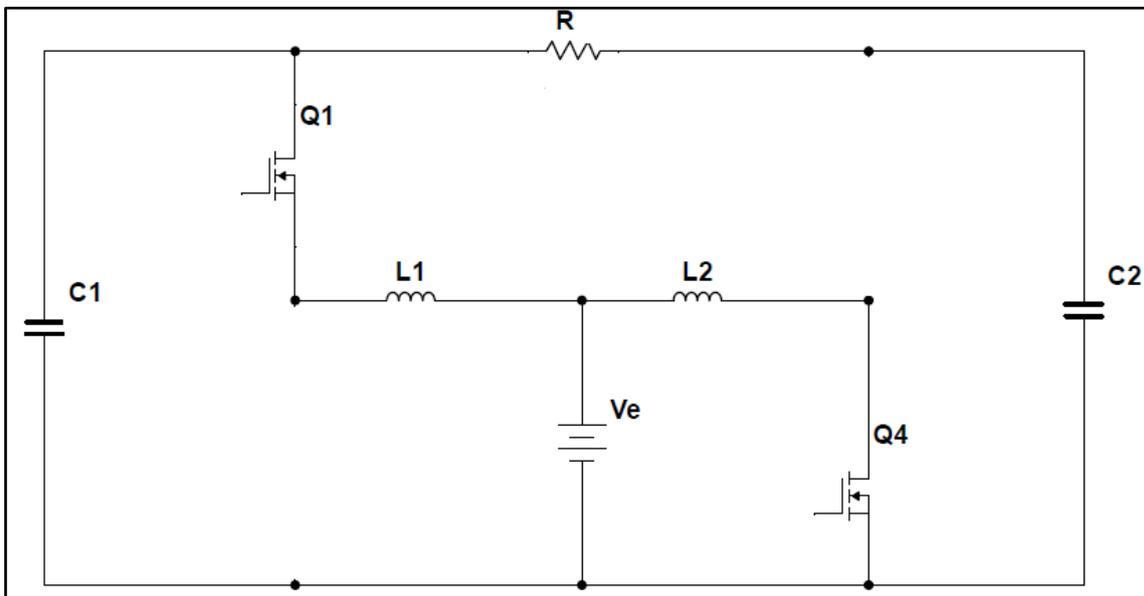


Figura 21(a). Modo de operación 2 (apagado)  
Fuente: (Gopal, Devaraj, Saha, & Poddar, 2018)

En la Figura 21(b), se reestructura el circuito, como resultado se obtiene el equivalente en el modo de operación 2, conjuntamente se detalla el sentido de las corrientes del circuito.

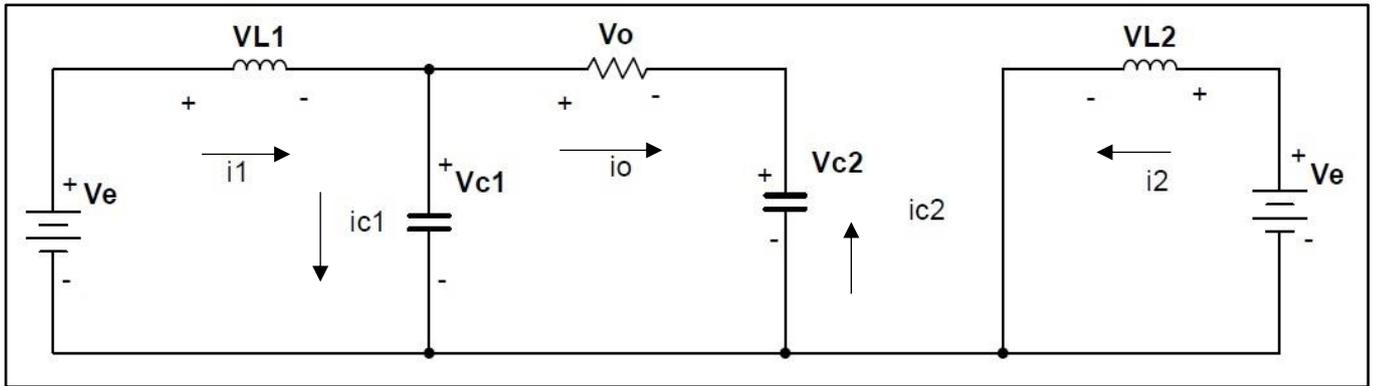


Figura 21(b). Circuito equivalente modo de operación 2

Una vez analizado el circuito en el modo de operación 2, se obtiene las ecuaciones diferenciales de voltaje en el capacitor y corriente en el inductor, las mismas representadas en las ecuaciones (12) y (13). (Nahavandi, Roostaei, & Azizi, 2016)

$$L \frac{di_1}{dt} = V_e - v_{c1} \quad (12)$$

$$L \frac{di_2}{dt} = V_e \quad (13)$$

A continuación, se muestra las ecuaciones de corrientes que circulan por el capacitor mostradas en las ecuaciones (14) y (15). Aquellas ecuaciones que nos ayudan a formar el modelo matemático del inversor propuesto, con el fin de poder dimensionar sus componentes. (Nahavandi, Roostaei, & Azizi, 2016).

$$C \frac{dv_{c1}}{dt} = i_1 - \frac{v_o}{R} \quad (14)$$

$$C \frac{dv_{c2}}{dt} = -\frac{v_o}{R} \quad (15)$$

Una vez obtenidas las ecuaciones en los dos modos de operación, las ecuaciones (12), (13), (14), (15) son aquellas que nos sirven para unir ambos casos y así obtener las ecuaciones diferenciales en los dos modos de operación, que corresponden al voltaje en el capacitor y corriente en el inductor, mostradas en las ecuaciones (16)-(19), aquellas que representan al inversor boost matemáticamente.

Es necesario tomar en cuenta que en las ecuaciones que representan matemáticamente al inversor boost, la variable S representa al interruptor en sus respectivos estados, es decir encendido o apagado. (Bustos & Borrero, 2010)

$$L \frac{di_1}{dt} = Ve - v_{C1}(1 - s) \quad (16)$$

$$L \frac{di_2}{dt} = Ve - v_{C2} * s \quad (17)$$

$$C \frac{dv_{C1}}{dt} = i_1(1 - s) - \frac{v_o}{R} \quad (18)$$

$$C \frac{dv_{C2}}{dt} = -\frac{v_o}{R} + i_2 * s \quad (19)$$

Como resultado se obtiene las ecuaciones diferenciales de un inversor boost mostrado en las ecuaciones (16), (17), (18), (19) que son representadas por los dos estados del circuito (encendido y apagado). Es decir, las ecuaciones que representan al sistema.

### 2.6.3 Modelado dinámico del inversor boost monofásico en malla abierta.

Un modelo dinámico, estudia la evolución de una magnitud a lo largo de un periodo de tiempo. (Bolós, 20011). Es así como las ecuaciones con valores promedio nos sirven para poder establecer el modelo dinámico, para ello se procede a representar las ecuaciones (20), (21), (22), (23) que nos ilustran el modelo dinámico de un inversor boost monofásico en malla abierta, estas ecuaciones se las obtuvo al realizar el análisis de voltajes y corrientes en sus dos modos de operación. En este apartado se procede a reemplazar la variable S (interruptor) por la variable d (duty cycle). (Bustos & Borrero, 2010). Mirar Anexo 1.

$$\dot{L}i_1 = Ve - v_{C1}(1 - d) \quad (20)$$

$$\dot{L}i_2 = Ve - v_{C2} * d \quad (21)$$

$$C \dot{v}_{C1} = i_1(1 - d) - \frac{v_o}{R} \quad (22)$$

$$C \dot{v}_{C2} = -\frac{v_o}{R} + i_2 * d \quad (23)$$

#### 2.6.4 Modelo estático de un inversor boost monofásico en malla abierta

A partir de las ecuaciones del modelo dinámico se procede a obtener el modelo estático del sistema, analizando las ecuaciones de voltaje en el capacitor y corriente en el inductor, en estado estable, esto nos permite realizar el dimensionamiento de los componentes del inversor como: inductores y capacitores. ( Priya, Valli, & Santhana Krishnan, 2019). Para ello es vital aproximar el resultado de las derivadas de corriente y voltaje a cero, además despejar las variables deseadas para poder obtener voltajes y corrientes de trabajo. Aquellas representadas en las ecuaciones (24)-(28). (Bustos & Borrero, 2010).

$$\bar{v}_{c1} = \frac{\bar{V}_e}{1-\bar{d}} \quad (24)$$

$$\bar{v}_{c2} = \frac{\bar{V}_e}{\bar{d}} \quad (25)$$

$$\bar{i}_1 = \frac{\bar{v}_o}{R(1-\bar{d})} \quad (26)$$

$$\bar{i}_2 = \frac{\bar{v}_o}{R\bar{d}} \quad (27)$$

Operando algebraicamente se obtiene el voltaje de salida del inversor, que es igual a la diferencia de los voltajes de cada convertidor. Anexo 1 (Bustos & Borrero, 2010). Como se muestra en la ecuación (30).

$$\bar{v}_o = \bar{v}_{c1} - \bar{v}_{c2} \quad (28)$$

$$\bar{v}_o = \frac{\bar{V}_e}{1-\bar{d}} - \frac{\bar{V}_e}{\bar{d}} \quad (29)$$

$$\frac{\bar{v}_o}{\bar{V}_e} = \frac{2\bar{d}-1}{\bar{d}(1-\bar{d})} \quad (30)$$

Para entenderlo claramente en la Tabla N°2 se describen las variables del modelo dinámico y estático de un inversor boost monofásico en malla abierta.

Tabla N°2. Variables del modelo dinámico y estático de un inversor boost.

Nomenclatura	Nombre de la variable
$V_e$	Voltaje de entrada
$v_{C1}$	Voltaje en el capacitor 1
$d$	Ciclo de trabajo (duty cycle)
$v_{C2}$	Voltaje en el capacitor 2
$i_1$	Corriente que atraviesa el inductor 1
$v_o$	Voltaje de salida
$i_2$	Corriente que atraviesa el inductor 2
$\bar{V}_e$	Voltaje de entrada en estado estable
$\bar{v}_{C1}$	Voltaje en el capacitor 1 en estado estable
$\bar{d}$	Ciclo de trabajo (duty cycle), en estado estable
$\bar{v}_{C2}$	Voltaje en el capacitor 2 en estado estable
$\bar{i}_1$	Corriente que atraviesa el inductor 1 en estado estable
$\bar{v}_o$	Voltaje de salida en estado estable
$\bar{i}_2$	Corriente que atraviesa el inductor 2 en estado estable

Uno de los objetivos del análisis de la pequeña señal es hallar la función de transferencia de un sistema, en este caso del inversor boost, que permite hallar la relación del voltaje de salida con el ciclo de trabajo (duty cycle). (Villegas Saiz, 2011). Como siguiente paso se procede a linealizar a partir del modelo dinámico.

$$\widehat{L}i_1 = \widehat{V}_e + \bar{v}_{C1} * \widehat{d} - \bar{v}_{C1}(1 - \bar{d}) \quad (31)$$

$$\widehat{L}i_2 = \widehat{V}_e + \bar{v}_{C2} * \widehat{d} - \bar{v}_{C2} * \bar{d} \quad (32)$$

$$\widehat{C}v_{C1} = \frac{\widehat{v}_o}{R} - \widehat{i}_1 * \widehat{d} + \bar{i}_1(1 - \bar{d}) \quad (33)$$

$$\widehat{C}v_{C2} = -\frac{\widehat{v}_o}{R} + \widehat{i}_2 * \widehat{d} + \bar{i}_2 * \bar{d} \quad (34)$$

Las variables que poseen el símbolo  $\wedge$  en la parte superior son las pequeñas señales, que al sumarse éstas con las que se encuentran en estado estable, se obtiene como resultado las señales reales del sistema. Es necesario tomar en cuenta que al multiplicar dos pequeñas señales se aproxima a cero.  $\wedge * \wedge = 0$ . (Villegas Saiz, 2011).

Operando algebraicamente se obtiene como resultado las ecuaciones linealizadas que se muestran en las ecuaciones (31), (32), (33), (34).

Finalmente se procede a realizar la transformada de Laplace a las ecuaciones linealizadas dando como resultado la Figura 20, nuestra función de transferencia de un inversor boost monofásico en malla abierta, representada en un diagrama de bloques.

Para hallar la función de transferencia del inversor, es necesario aplicar la transformada de Laplace a la ecuación (31), obteniendo la ecuación (36).

$$\mathcal{L}(L\dot{\hat{i}}_1 = \widehat{V}_e + \overline{v_{c1}} * \hat{d} - \widehat{v_{c1}}(1-d)) \quad (35)$$

$$i_1(s) = \frac{1}{LS} [V_e(s) + v_{c1}d(s) - v_{c1}(s)(1-d)] \quad (36)$$

Se aplica la transformada de Laplace a la ecuación (32), obteniendo como resultado la ecuación (38).

$$\mathcal{L}(C\dot{\widehat{v}}_{c1} = \frac{\widehat{v}_o}{R} - \bar{i}_1 * \hat{d} + \widehat{i}_1(1-\bar{d})) \quad (37)$$

$$v_{c1}(s) = \left[ \frac{1}{s + (1-d)^2} \right] \left[ d(s)(v_{c1}(1-d) - i_1LS) + V_e(s)(1-d) - v_o(s)\left(\frac{LS}{R}\right) \right] \quad (38)$$

De la misma manera se aplica la transformada de Laplace a la ecuación (33), obteniendo la ecuación (40).

$$\mathcal{L}(L\dot{\hat{i}}_2 = \widehat{V}_e + \overline{v_{c2}} * \hat{d} - \widehat{v_{c2}} * \bar{d}) \quad (39)$$

$$i_2(s) = \frac{1}{LS} [V_e(s) - v_{c2}d(s) - v_{c1}(s)d] \quad (40)$$

Igualmente, para poder hallar la función de transferencia del inversor es necesario aplicar la transformada de Laplace a la ecuación (34), obteniendo la ecuación (42).

$$\mathcal{L}(C\dot{\widehat{v}}_{c2} = \frac{-\widehat{v}_o}{R} - \bar{i}_2 * \hat{d} + \widehat{i}_2d) \quad (41)$$

Despejando  $V_{c2}$  y reemplazando  $i_2$

$$v_{c2}(s) = \left[ \frac{1}{s^2LC + d^2} \right] \left[ -v_o(s)\left(\frac{LS}{R}\right) + d(s)(i_2LS - v_{c2}d) + V_e(s)(d) \right] \quad (42)$$

Operando matemáticamente las ecuaciones (36), (38), (40) y (42) se obtiene la función de transferencia de un inversor boost monofásico en malla abierta, representada en el diagrama de bloques de la Figura 22. Donde se simboliza la ecuación (38) y la ecuación (42). Como es de conocimiento una función de transferencia es una expresión matemática ya sea expresada en diagrama de bloques o matemáticamente que nos permite representar el modo de comportamiento de un sistema ya sea dinámico o estático. En lazo abierto o cerrado. (Del Rio Pinilla, 2018).

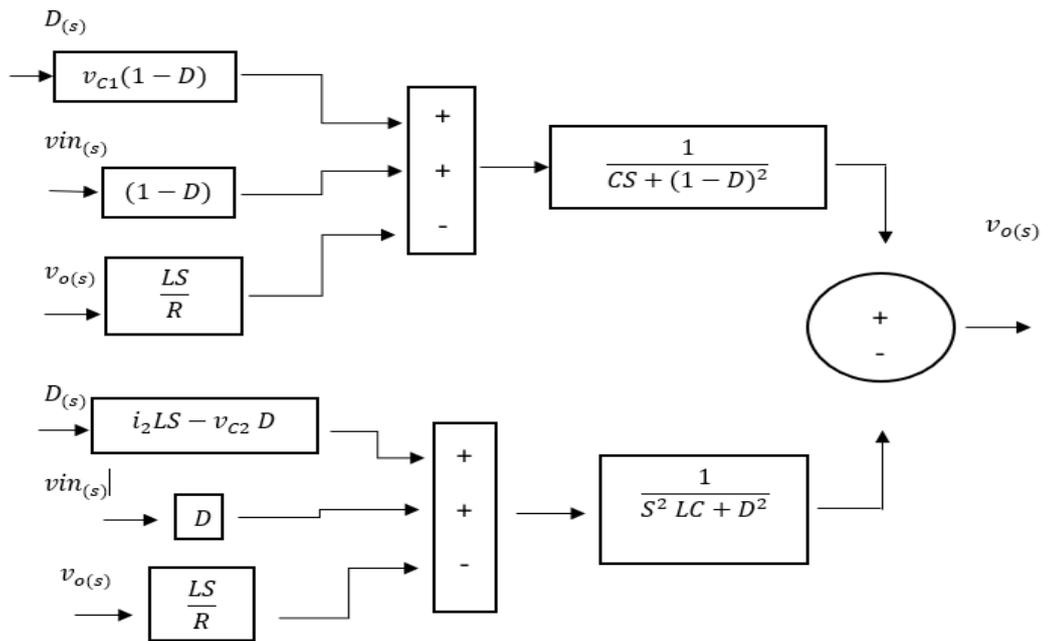


Figura 22. Función de transferencia del sistema representada en un diagrama de bloques

Según (Ogata, 2010) en la teoría de control se usan funciones de transferencia con el fin de caracterizar la relación de entrada-salida de un sistema, en este caso la relación ciclo de trabajo  $d(s)$  (duty cycle) – voltaje de salida  $v_{o(s)}$  de un inversor boost, que usa control en lazo abierto.

(Para conocer el proceso matemático completo sobre la obtención de la función de transferencia revisar el Anexo 2).

## 2.7 Dimensionamiento de componentes del inversor

En este apartado se da a conocer el dimensionamiento de los componentes principales de un inversor boost monofásico en malla abierta como: capacitor, inductor y resistencia. De manera detallada es necesario revisar el Anexo 3.

### 2.7.1 Dimensionamiento del inductor

Para el dimensionamiento del inductor es necesario analizar el circuito cuando el interruptor está en posición S1, (encendido), para ello se toma como base la ecuación del voltaje en el inductor que se obtuvo en la sección anterior (Modelo matemático). La ecuación (43) es aquella que se usó para realizar el dimensionamiento de la inductancia, tomando en cuenta un ciclo de trabajo del 70%, y un rizo de corriente del 10%. (Mohan, Undeland, & Robbins, 2007).

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (43)$$

$$L = \frac{v_o * d}{\Delta i_1} \quad (44)$$

$$L = \frac{v_o * d}{f_{sw} * \Delta i_1} \quad (45)$$

Donde:

$$i_1 = \frac{v_o}{R(1-d)} \quad (46)$$

$$v_o = \frac{2d-1}{d(1-d)} * V_e \quad (47)$$

Reemplazando las ecuaciones (46), (47), se obtuvo como resultado el valor de la inductancia representado en la ecuación (48). Los inductores en un inversor boost son simétricos, entonces  $L_1 = L_2$ .

$$L = \frac{v_o * d}{f_{sw} * \Delta i_1} = 1.3 \text{ mH} \quad (48)$$

### 2.7.2 Dimensionamiento del capacitor

Del mismo modo, para dimensionar del capacitor es necesario analizar el circuito cuando el interruptor está en S=1 (encendido), para ello se toma como referencia la ecuación (49), obtenida en la sección 2.6 que determina la corriente que circula por el capacitor. Es necesario tomar en cuenta que el rizado del voltaje corresponde al 2% y el ciclo de trabajo al 70% (Mohan, Undeland, & Robbins, 2007).

$$i_c = C \frac{dv_{C1}}{dt} \quad (49)$$

$$C = \frac{i_c * d * T}{\Delta v_{C1}} \quad (50)$$

$$C = \frac{i_o * d * T}{\Delta v_{C1}} \quad (51)$$

$$C = \frac{i_o * d}{f_{sw} * \Delta v_{C1}} \quad (52)$$

Donde:

$$P_o = i_o * v_o \quad (53)$$

$$i_o = \frac{P_o}{v_o} \quad (54)$$

$$v_{C1} = \frac{V_e}{1-d} \quad (55)$$

Reemplazando y despejando las ecuaciones (53), (54), (55), se obtiene el valor de la capacitancia, representado en la ecuación (56), los capacitores de este inversor boost son simétricos, entonces:  $C_1 = C_2$  (Mohan, Undeland, & Robbins, 2007).

$$C = \frac{i_o * d}{f_{sw} * \Delta v_{C1}} = 8.25 \mu F \quad (56)$$

### 2.7.3 Dimensionamiento de la carga (resistencia)

Para hallar el valor de la carga resistiva nominal se usó la ecuación (57), para así poder calcular la carga del inversor dependiendo de la potencia deseada. A continuación de la detalla. (Cardona , Calero, & Márquez, 2010). El desarrollo matemático de las ecuaciones se encuentra en el Anexo 3. (Dimensionamiento de componentes).

$$R_{nom} = \frac{v_{orms}^2}{P_{nom}} = 70 \Omega \quad (57)$$

Donde:

$v_{orms}$ : Voltaje de salida del inversor rms

$P_{nom}$ : Potencia nominal de diseño del inversor

## 2.8 Estrategia de modulación propuesta

Con la función de transferencia representada en el diagrama de bloques de la Figura 22 es necesario despejar la variable  $d$ , (duty cycle) con la finalidad de obtener una expresión que defina el ciclo de trabajo, lo cual despejar la variable  $d$ , (duty cycle), posee su grado de complicación, debido a la complejidad de la función de transferencia de cuarto orden del inversor propuesto, además el procesador digital de señales se llega a saturar. Como objetivo principal del inversor es obtener una salida sinusoidal de la forma  $v_p \text{sen} \omega t$  entonces, se propone un nuevo método de modulación donde se maneja una dualidad de ciclos de trabajo (duty cycle), uno desfasado del otro por un ángulo de  $180^\circ$ . (Autor, 2021).

A continuación, se detalla la estrategia de modulación propuesta, estas ecuaciones representan los voltajes en cada uno de los capacitores de los convertidores que forman al inversor boost monofásico en malla abierta.

$$v_{C1} = 2V_e + \frac{V_p}{2} \sin(\omega t) = \frac{V_e}{1-d_1} \quad (58)$$

$$v_{C1} = 2V_e - \frac{V_p}{2} \sin(\omega t) = \frac{V_e}{1-d_2} \quad (59)$$

Donde:

$V_e$ : Voltaje de entrada

$V_p$ : Voltaje pico del inversor

$d_1$ : Ciclo de trabajo (duty cycle) del convertidor 1

$d_2$ : Ciclo de trabajo (duty cycle) del convertidor 2

El voltaje  $V_{dc}$  debe cumplir la siguiente restricción:  $V_{dc} > V_e + V_p/2$ ;  $V_{dc}=200V$ , que nos indica que el voltaje DC de los convertidores debe ser mayor a la fuente de entrada (alimentación), sumado a esto la mitad del voltaje pico de salida del inversor. Es decir, el voltaje de salida de cada convertido debe ser mayor a 185V. (Autor, 2021)

Entonces se obtiene la expresión (60), que muestra el ciclo de trabajo

$$d_1 = \frac{V_e}{2V_e * \frac{v_p}{2} \text{sen}(\omega t)} \quad (60)$$

A continuación, se procede a dividir la expresión (60) para  $V_e$  y se obtiene la ecuación (61) que nos representa la dualidad de ciclos de trabajo del inversor boost monofásico.

$$d_1 = \frac{2}{4 + \frac{V_p}{V_e} \text{sen}(\omega t)} \quad (61)$$

$$d_2 = \frac{2}{4 - \frac{V_p}{V_e} \text{sen}(\omega t)} \quad (62)$$

Para mayor facilidad en el manejo de la variable “d” (duty cycle) la procede a reemplazar la expresión  $\frac{V}{V_e} \text{sen}(\omega t)$  por la letra “U”.

$$d_1 = \frac{2}{4 + U} \quad (63)$$

$$d_2 = \frac{2}{4 - U} \quad (64)$$

Donde los valores de U deben estar entre  $-2 < +2$

## 2.9 Selección de valores comerciales de componentes electrónicos

Una vez culminado los cálculos de dimensionamiento se procede a seleccionar valores comerciales de los principales componentes de un inversor boost en malla abierta, como se detalla en la Tabla 3. Aquellos valores comerciales más cercanos que fueron seleccionados. En el Anexo 4 se puede verificar tablas de valores comerciales de capacitores, inductores.

Tabla N°3 Selección de valores comerciales de componentes de un inversor boost

<b>Selección de valores comerciales a componentes electrónicos de un inversor boost</b>		
<b>Parámetro</b>	<b>Valor</b>	<b>Valor comercial</b>
Capacitancia	8.25 uF	10uF
Inductancia	1.3mH	1.3mH
Resistencia	70 Ω	70 Ω

## 2.10 Redimensionamiento del circuito

En este apartado se procede a recalculer los valores de corrientes y voltajes del circuito, para poder evidenciar si existen cambios en sus valores a calculado, una vez que se seleccionó los valores comerciales de sus elementos.

### 2.10.1 Cálculo de corrientes en el capacitor

Para ello se usa la ecuación (52), y se procede a despejar la variable deseada, es decir la corriente en el capacitor. (Mohan, Undeland, & Robbins, 2007).

$$C = \frac{i_o * d}{f_{sw} * \Delta v_{C1}} \quad (52)'$$

Despejando la corriente en el capacitor se obtiene la ecuación (65), que corresponde a la corriente por el capacitor con su nuevo valor de capacitancia, como sus capacitancias son simétricas  $C1=C2$ . Una vez obtenida las corrientes con valores calculados y comerciales, se existe una diferencia en la corriente de 0.3A.

$$i_o = \frac{10\mu F * f_{sw} * \Delta v_{C1}}{d} = 1.90A \quad (65)$$

$$i_o = \frac{8.25\mu F * f_{sw} * \Delta v_{C1}}{d} = 1.56A \quad (66)$$

En la ecuación (65) se obtiene una corriente de 1.90A usando una capacitancia de 10uF, y en la ecuación (66) se obtiene una corriente de 1.56A usando una capacitancia de 8.25uF.

En cuanto a voltajes en el capacitor se obtiene un voltaje de 333.33 V mostrada en la ecuación (67), que nos indica el voltaje de trabajo de los capacitores.

$$v_{C1} = \frac{V_e}{1-d} = \frac{100V}{1-0,71} = 333.33V \quad (67)$$

### 2.10.2 Cálculo de voltajes en el inductor

De la misma manera se usa la ecuación (45), se procede a encontrar la variable deseada, el voltaje en el inductor. (Mohan, Undeland, & Robbins, 2007).

$$L = \frac{v_o * d}{f_{sw} * \Delta i_1} \quad (45)'$$

Despejando el voltaje en la ecuación (45)' se obtiene la ecuación (68), el voltaje en el inductor, de la misma manera las inductancias en un inversor boost son simétricas  $L1=L2$  es necesario realizar el cálculo en uno de los inductores. En el caso del inductor se encontró una inductancia igual a la requerida, por esa razón el voltaje en el inductor es el mismo que se calculó con anterioridad. (Autor, 2021).

$$v_L = \frac{L * f_{sw} * \Delta i_1}{d} = 189.1V \quad (68)$$

En la ecuación (68) se muestra el resultado obtenido correspondiente a un voltaje de 189.1V usando una inductancia de 1.3mH.

### 2.11 Simulación del inversor boost monofásico en malla abierta

Una vez diseñado el inversor se procede a simular el circuito, usando el software Matlab R2018a, con la herramienta Simulink, esto con el fin de comprobar su correcto funcionamiento, antes de implementarlo. En la Figura 23, se muestra el circuito simulado, con el fin de poder validar los resultados en el Capítulo 3.

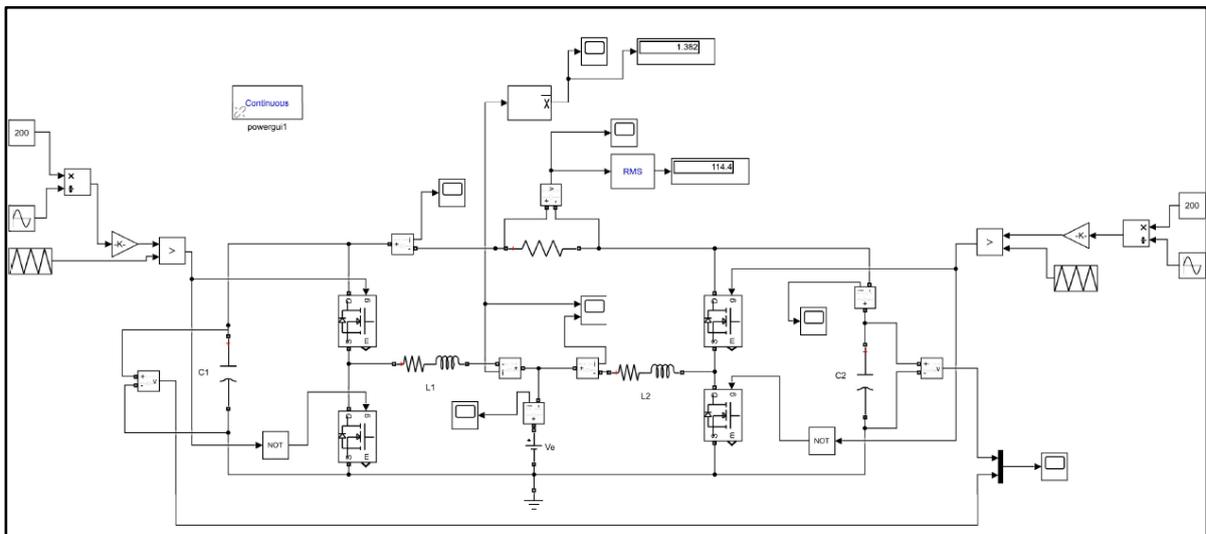


Figura 23. Simulación del inversor boost monofásico en malla abierta

Una vez comprobado que la simulación funcione correctamente, en cuanto a modulaciones, y voltaje de salida, como se observa en la Figura 24, el voltaje de salida senoidal, con amplitud de 170 Vp, a una frecuencia de 60 Hz se procede a implementar el prototipo, que se detalla en el siguiente capítulo.

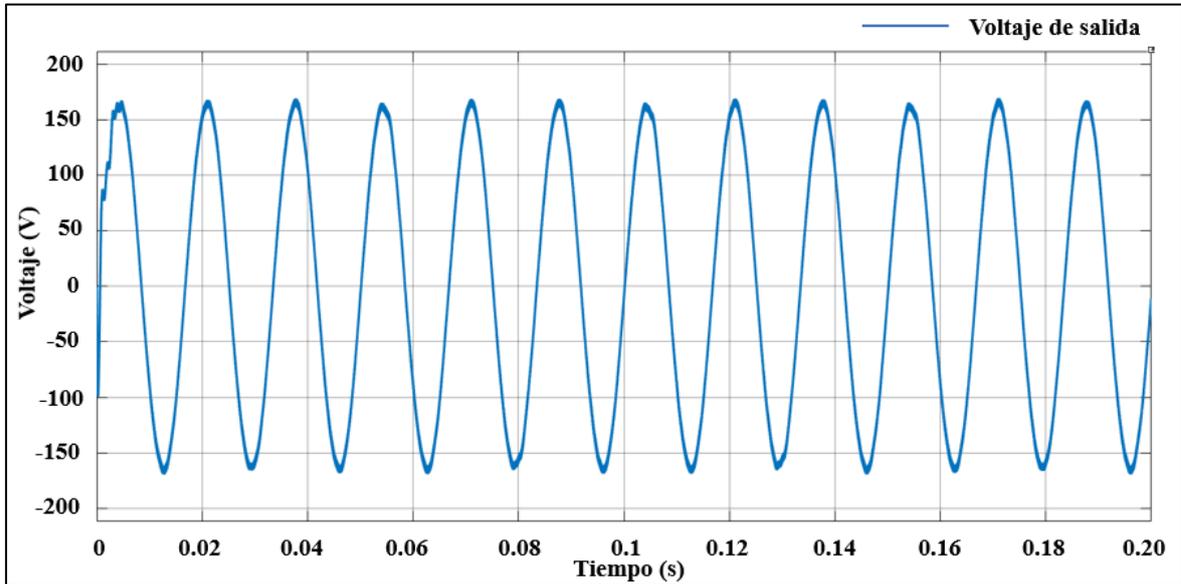


Figura 24. Forma de onda voltaje de salida del inversor

De los cálculos efectuados se obtiene el diseño de un inversor boost monofásico en malla abierta con los siguientes valores que se muestran en la Tabla N°4.

Tabla N°4 Elementos que conforman al inversor boost monofásico en malla abierta.

<b>Componente</b>	<b>Valor</b>
Capacitor 1	10uF
Capacitor 2	10uF
Inductor 1	1.3mH
Inductor 2	1.3mH

A continuación, se muestra la topología de inversor boost monofásico en malla abierta, ya con valores reales de sus elementos, inductores, capacitores y resistencia, mostrado en la Figura 24.

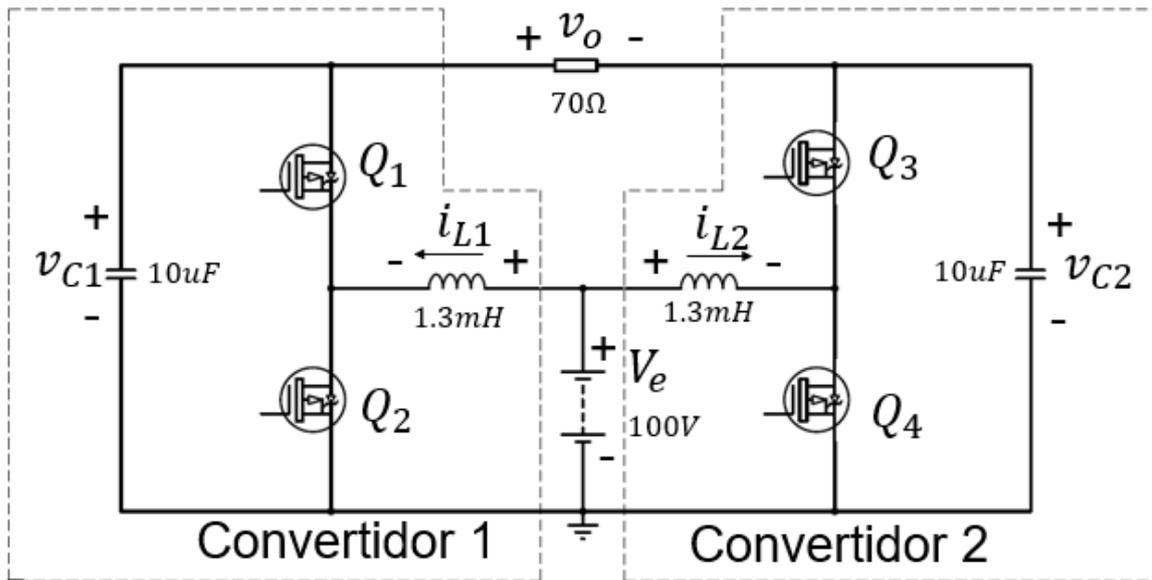


Figura 24. Diseño de un inversor boost monofásico con sus componentes dimensionados

## CAPITULO III

### Implementación de un inversor boost monofásico en malla abierta

En este capítulo se presenta la implementación del prototipo de un inversor boost monofásico en malla abierta. Además, se presenta la simulación, descripción de los elementos usados para su implementación y las pruebas experimentales. De tal manera poder analizar las formas de onda obtenidas con diferentes cargas resistivas de 70,100ohm y carga LR, además se presenta pruebas de funcionamiento con perturbación en la carga y el uso de una carga no lineal.

#### 3.1 Implementación del inversor boost monofásico en malla abierta

El inversor boost monofásico está compuesto por dos etapas: Etapa de modulación y etapa de potencia: Para la etapa de modulación se usa un procesador digital de señales y en la etapa de potencia se usó la unión de dos convertidores boost DC-DC. Posteriormente se detalla los materiales usados para la implementación.

##### 3.1.1 Etapa de modulación SPWM

Para poder generar las señales SPWM se usó la tarjeta C2000 LAUNCHXL-F28379D fabricado por Texas Instruments, todo el proceso de generación de señales de referencia desfasadas, señal portadora y tiempos muertos se lleva a cabo con el microcontrolador TMS320F28379D. También es usado para aplicaciones relacionadas con la implementación de convertidores DC-DC e inversores. La eficiencia y robustez son las características primordiales para la elección de este generador de señales. Para programar la tarjeta es necesario tener instalado en el ordenador el software Code Composer Studio.

En la Figura 25 se muestra se muestra la tarjeta usada para generar señales de control a los dispositivos de accionamiento MOSFETs. (Instruments, 2019).

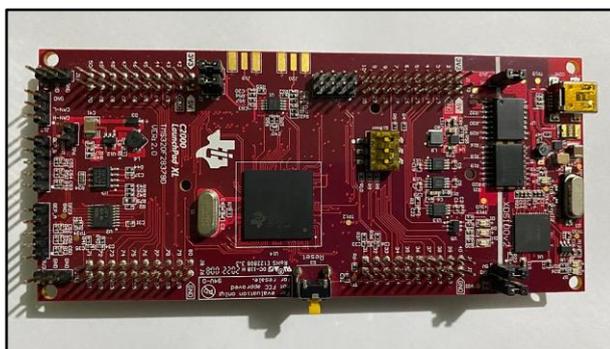


Figura 25. Tarjeta LAUNCHXL-F28379D

### 3.1.2 Etapa de potencia

En la etapa de potencia el inversor boost usa dos convertidores DC-DC tipo boost, aquellos que reciben las señales de modulación de la tarjeta LAUNCHXL-F28379D, cuya función es abrir y cerrar los interruptores de potencia.

El inversor boost utiliza el driver UCC5320 que nos permite el aislamiento de la etapa de potencia con la de control, además de dar la ganancia necesaria de corriente para el encendido de los MOSFET, en la Figura 26 se puede apreciar el circuito de disparo para el MOSFET.

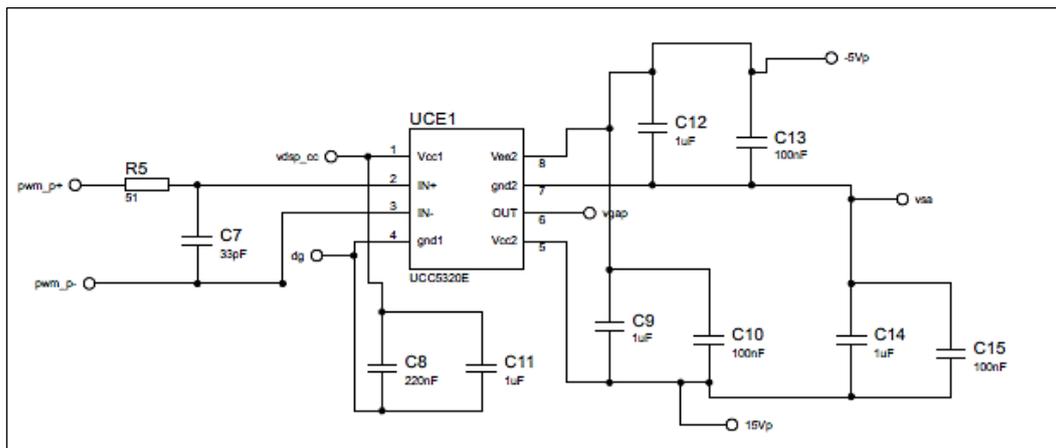


Figura 26. Circuito optoacoplador para los dispositivos de accionamiento MOSFET

Como fuente de alimentación de los MOSFET se usa el dispositivo PEME1-S5-D15-S que nos proporciona un voltaje de salida de 15 V y un voltaje de entrada de 4.5 V. Conjuntamente se usa el regulador RFMM-0505S que nos proporciona un voltaje de 5 V, este circuito se muestra en la Figura 27, además, proporciona un voltaje para el encendido de los MOSFET cuyo valor es de 15 V y el voltaje de apagado es de -5 V. Estos voltajes son los que alimentan a los drivers, y son los que dan valores de  $V_{gs}$  de encendido y apagado de los MOSTET.

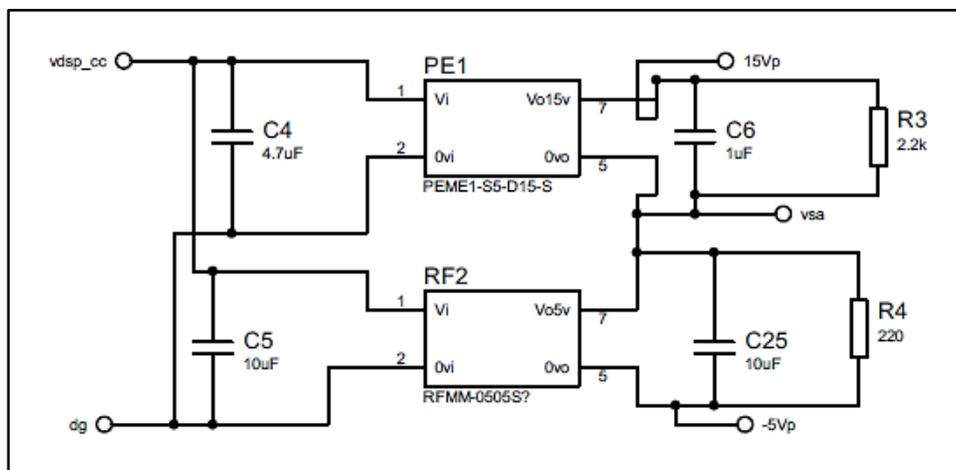


Figura 27. Circuito de alimentación para los dispositivos de accionamiento MOSFET.

### a) Selección del interruptor de potencia MOSFET

Es muy importante la adecuada elección de estos dispositivos de potencia, para que puedan soportar las condiciones máximas de operación, como su tensión máxima, corriente máxima y potencia disipada. Los interruptores seleccionados son transistores MOSFET de potencia de canal N y el empaquetado del dispositivo TO-220AB.

Para un inversor boost el dispositivo de accionamiento de potencia MOSFET debe soportar dos veces el voltaje pico de salida del inversor y dos veces la corriente que pasa por el inductor y la corriente DC. (Vivert, 2021)

La selección del dispositivo está basada en los siguientes requisitos:

- a)  $V_{DS}$ : Voltaje drain - source, aquel voltaje de trabajo del MOSFET
- b)  $R_{DS(ON)}$ : Resistencia interna baja obtener pocas perdidas en conducción y conmutación.
- c)  $I_D$ : Corriente drain adecuada a la aplicación del inversor.

Se ha seleccionado el interruptor de potencia MOSFET **SiHP25N40D** en la Tabla 6 se muestra sus características. Además, en el Anexo 5 se puede encontrar la hoja se datos técnicos.

Tabla N°5. Especificaciones dispositivo de accionamiento de potencia MOSFET

<b>MOSFET SiHP25N40D</b>			
Parámetro	Abreviatura	Valor requerido	Valor comercial
Empaquetado	-	TO-220AB	-
Voltaje drenaje-fuente	$V_{DS}$	340 V	400V
Resistencia drenaje-surtidor	$R_{DS(ON)}$	0.17 $\Omega$	0.17 $\Omega$
Corriente drenaje	$I_D$	12 A	25 A

Fuente: (Vishay, 2021).

A continuación, en la Tabla 6, se presenta los materiales usados para llevar a cabo la implementación de un inversor boost monofásico en malla abierta.

Tabla N°6. Elementos usados en la implementación del inversor boost

<b>Elementos usados en la implementación de un inversor boost monofásico</b>	
Cantidad	Elementos
1	LAUNCHXL-F28379D
2	Placas PCB
4	Optoacoplador UCC5320
4	Reguladores de voltaje PEME1-S5-D15-S
4	Reguladores de voltaje RFMM-0505S
4	MOSFET SiHP25N40D
2	Capacitores 10uF - 450V
2	Inductores 1.3mH
3	Resistencias 70Ω; 100Ω; 200Ω
1	Fuente de alimentación 100V

Una vez reunido los materiales, se procede a soldar los elementos en la placa PCB, y como resultado se obtiene, la placa de un inversor boost monofásico en malla abierta mostrado en la Figura 28.

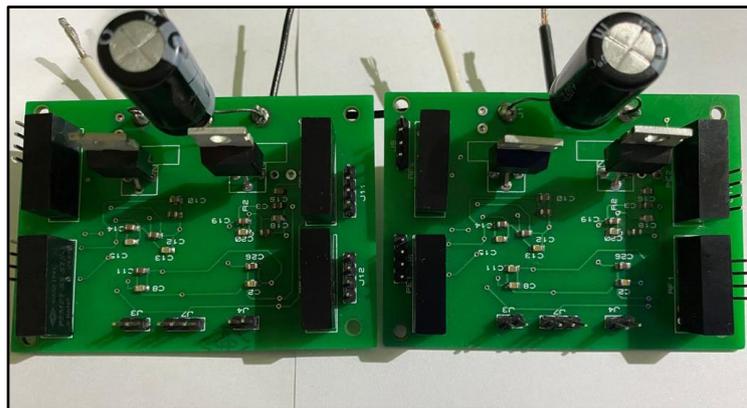


Figura 28. Elementos soldados en la placa PCB del inversor boost monofásico en malla abierta

### **b) Construcción de los inductores**

Una vez obtenido el valor de la inductancia  $L = 1.3\text{mH}$  se procede a la construcción de los inductores, usando la carcasa de un inductor modelo ETD 54/28/19, con un núcleo de ferrita modelo B66395, posteriormente se procede a enrollar manualmente alambre de

cobre esmaltado calibre N°14, alrededor del núcleo, evitando dejar separaciones entre vueltas, como se observa en la Figura 29.

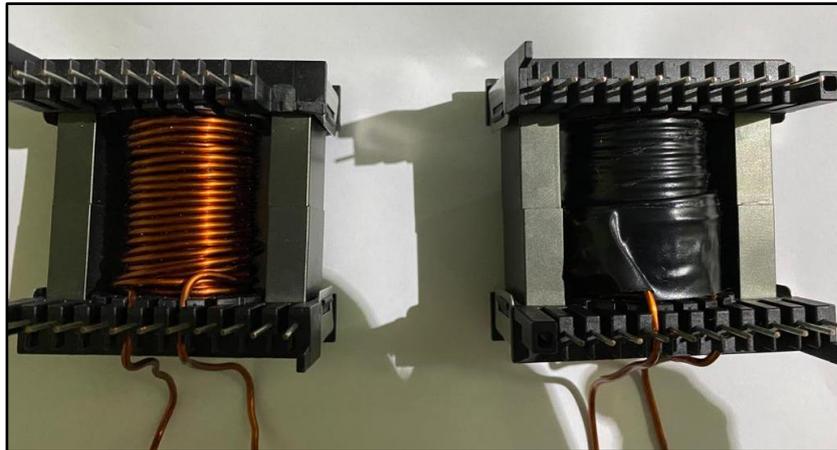


Figura 29. Elaboración de inductores del inversor boost

Con la ayuda del medidor de inductancias modelo PCE-UT 603, se verificó el valor deseado del inductor, en caso de no obtener el valor deseado, es necesario colocar papel aislante en el núcleo, que aumenta el valor de la reluctancia del material y el valor de la inductancia.

### c) Selección de capacitores

Una vez obtenido el valor de la capacitancia  $C=10\mu\text{F}$  calculado en el Capítulo 2, se procede a seleccionar el capacitor electrolítico de marca Hitano, de  $10\mu\text{F}$ , modelo ECR-3C15 a un voltaje de 450v, mostrado en la Figura 30.



Figura 30. Capacitores seleccionados, del inversor boost.

## 3.2 Resultados de simulación del inversor boost monofásico en malla abierta.

En este punto se muestran los resultados de la simulación del inversor boost monofásico en malla abierta, controlado mediante modulación en sus dispositivos de

accionamiento MOSFET, siguiendo los parámetros que se muestran en la Tabla 7, además el circuito simulado se muestra en la Figura 23, donde se usa una carga resistiva de 70  $\Omega$ .

Tabla N°7. Especificaciones de parámetros usados en simulación del inversor boost

Parámetro	Valor
Voltaje de entrada ( $V_e$ )	100Vdc
Frecuencia de conmutación ( $f_{sw}$ )	24kHz
Voltaje de salida ( $v_o$ )	120 Vrms
Frecuencia del voltaje de salida ( $f$ )	60Hz
Resistencia de carga ( $R$ )	70 ohm
Inductancias $L_1$ y $L_2$	1.3mH
Capacitancias $C_1$ y $C_2$	10uF

### 3.2.1 Voltaje ( $v_o$ ) y corriente ( $i_o$ ) de salida

El voltaje de salida que se obtuvo en simulación se puede ver en la Figura 31, se trata de una onda senoidal, con la magnitud esperada 170Vp a una frecuencia de 60Hz, el rizo de voltaje es del 5% (10V), de acuerdo con lo propuesto en las ecuaciones de diseño.

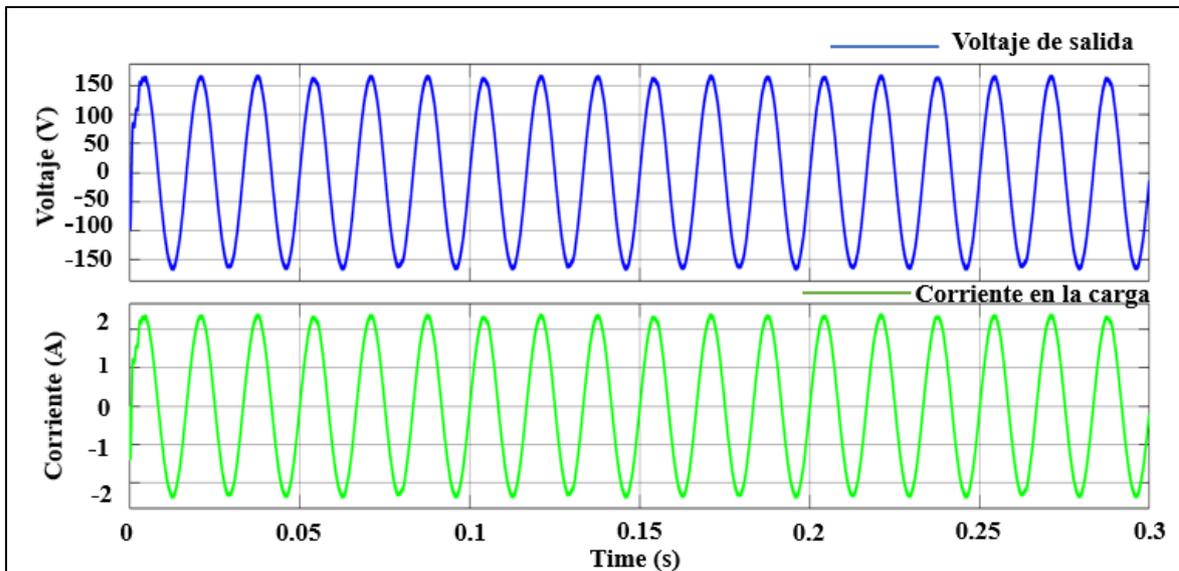


Figura 31. Formas de onda simuladas voltaje-corriente en la salida del inversor

La impedancia usada en este inversor es puramente resistiva, por lo tanto, la forma de onda de la corriente en la carga es semejante al voltaje de salida ( $v_o$ ), con una magnitud de 2.89A, a una frecuencia de 60Hz, además se aprecia un bajo rizo de corriente. Es necesario tomar en cuenta si se modifica la carga (resistencia) en el prototipo, la corriente aumentará o disminuirá.

### 3.2.2 Voltaje en los capacitores ( $v_{C1}$ ), ( $v_{C2}$ )

Posteriormente en la Figura 32 se representa el voltaje en los capacitores con una amplitud de 284V en ambos casos, de igual manera con un rizo de voltaje del 5% cada uno. También, se observa el desfase en el voltaje correspondiente a  $180^\circ$ , mismo que diferencialmente proporciona el voltaje sinusoidal en la salida.

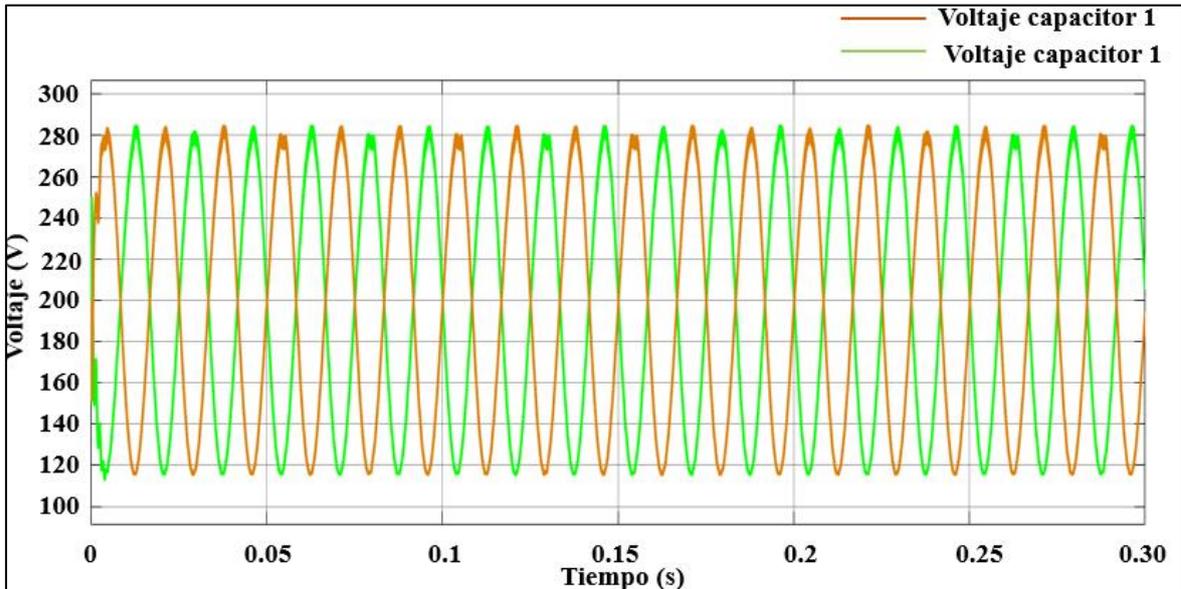


Figura 32. Voltaje en los capacitores (Simulado) del inversor boost

### 3.2.3 Corriente en los inductores ( $i_{L1}$ ), ( $i_{L2}$ )

A continuación, se presenta las formas de onda de corriente simuladas, proporcionadas por los inductores, donde se observa una magnitud de 10.5 A en cada uno de los inductores, aquellos que almacenan la energía en forma de campo magnético. En la Figura 33 se observa las formas de onda de la corriente que pasa a través de los inductores, donde se puede notar que su forma de onda se encuentra estable a los 20ms.

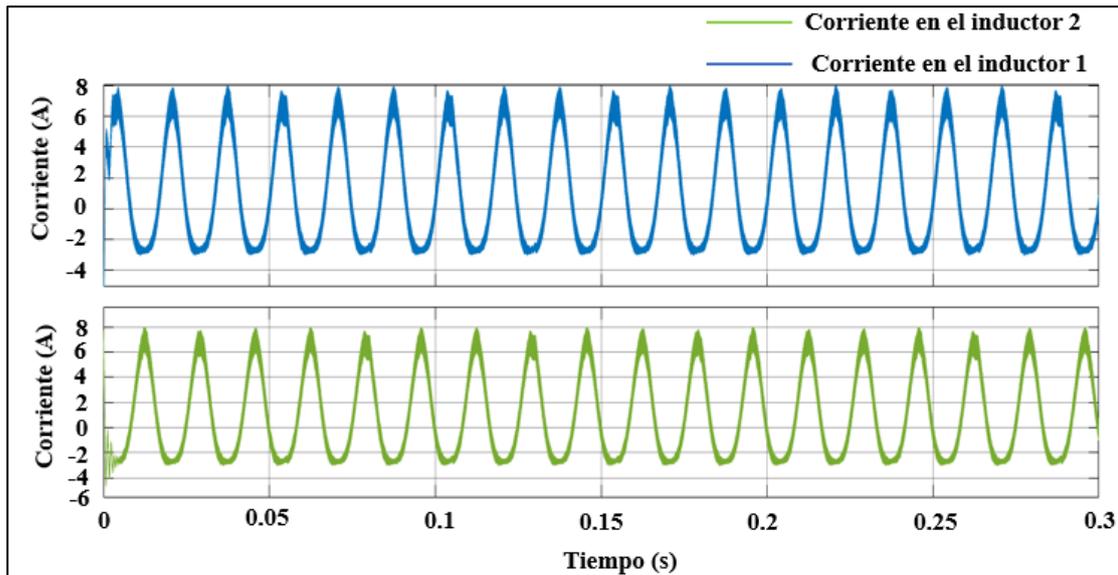


Figura 33. Corriente en los inductores (simulado) del inversor boost.

### 3.2.4 Análisis de Fourier

Para realizar el análisis de Fourier se usó la herramienta FTT análisis, una herramienta proporcionada por simulink, donde se usó una frecuencia de 12000Hz, respecto a la fundamental y se tomaron 4 ciclos de análisis. Esta topología de inversor no utiliza ningún filtro de salida, por lo que naturalmente produce un bajo porcentaje de THD, en la Figura 34 se observa el porcentaje correspondiente al 1.75%, es necesario tomar en cuenta que se usa una carga puramente resistiva, por lo tanto, el porcentaje de THD en corriente corresponde al mismo valor.

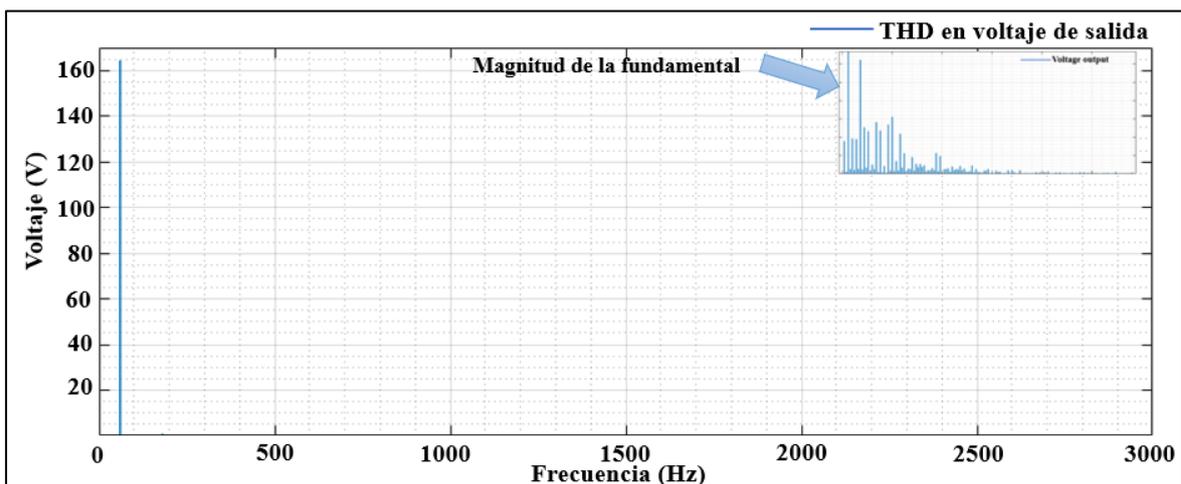


Figura 34. Análisis de Fourier obtenido en simulación.

### 3.3 Resultados experimentales

Con el fin de comprobar el funcionamiento adecuado del prototipo, se procede a realizar pruebas, las mismas que se presentan en esta sección, se muestran las formas de onda más relevantes como: Modulación, Voltaje y corriente en la carga, voltaje en los capacitores, corriente suministrada por la fuente. Aquellas formas de onda y magnitudes fueron tomadas con la ayuda del osciloscopio Hantek, modelo 6022BE, de 20MHz de ancho de banda, y el osciloscopio KEYSIGHT InfinitiVision modelo DSXO2024A, de 200MHz de ancho de banda, aquellas pruebas donde se maneja voltajes superiores a 20V, se usa puntas de prueba diferenciales marca Micsig modelo DP10007, con ancho de banda de 100MHz.

#### 3.3.1 Señales de modulación

Las señales de modulación controlan el funcionamiento de los interruptores de potencia en el inversor, a una frecuencia de 24kHz, donde se las aprecia en la Figura 35(a), el inversor boost usa dos señales de modulación, con su respectiva señal negada. Además, es necesario definir un tiempo muerto entre las señales de modulación mostrado en la Figura 35(b), esto con el fin de evitar un cortocircuito entre los interruptores de potencia.

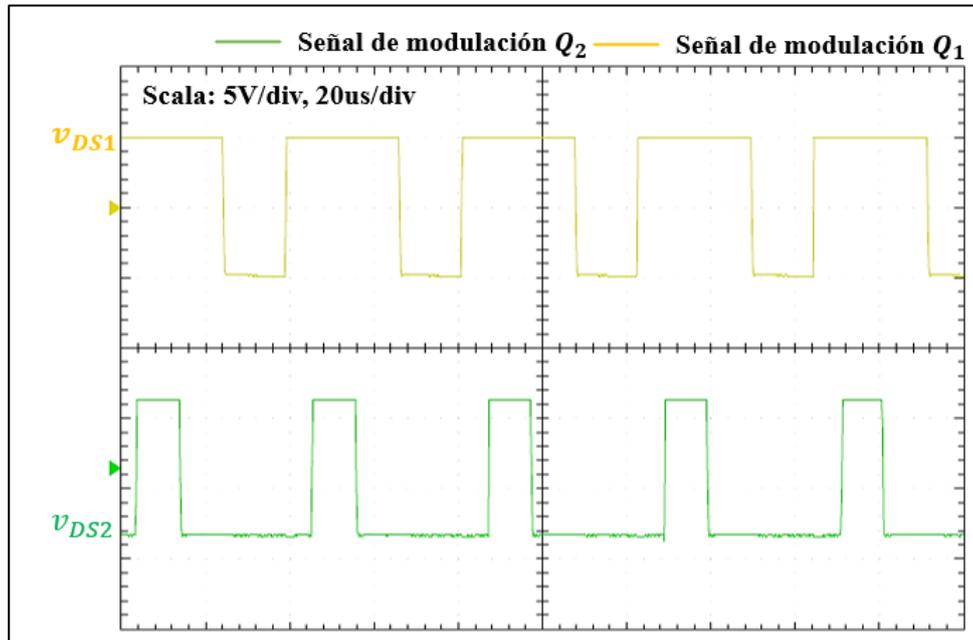


Figura 35(a). Señales moduladoras de los interruptores Q1 y Q2

#### a) Tiempo muerto

Para el adecuado funcionamiento del inversor boost, las señales de modulación enviadas a los interruptores de potencia son complementarias, es decir mientras un interruptor está apagado, el otro debe estar encendido, esto funciona de manera ideal, a

diferencia que el en la realidad existen puntos en donde los dos están en conducción, para ellos se debe fijar un tiempo muerto. (Dancy, Amirtharajah, & Chandrakasan, 2011).

Para ello se selecciona un tiempo muerto, en modo Active High Complementary (AHC), con un retardo de 100 ns mostrado en la Figura 35(b).

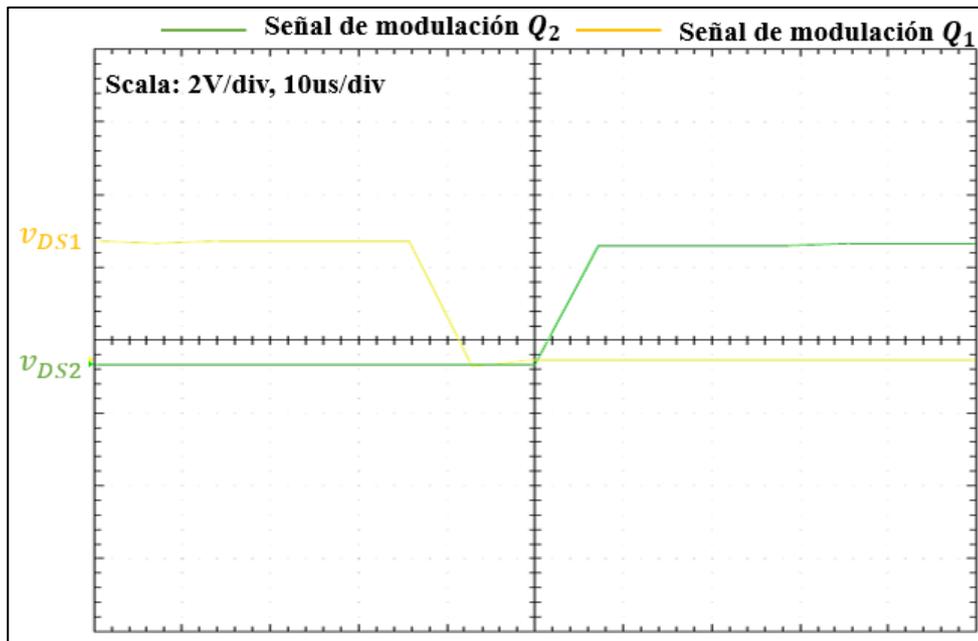


Figura 35(b). Tiempo muerto usado en señales de modulación

### 3.3.2 Resultados obtenidos con carga resistiva de $70\Omega$

En esta sección se procede a mostrar los resultados de la primera prueba, donde se usa una carga resistiva de  $70\Omega$ , y un voltaje de entrada de 100Vdc. Donde se puede observar las formas de onda de más relevancia como: Voltaje de salida ( $v_o$ ), Voltaje en capacitores ( $v_{C1}$ ), ( $v_{C2}$ ), y la corriente en la carga ( $i_o$ ).

En la Figura 36 se observa el voltaje de salida ( $v_o$ ), (canal 1) obtenido de forma experimental, al usar una carga resistiva de  $70\Omega$ , como resultado se obtuvo una onda sinusoidal con una amplitud de 165.7Vp y 117.2Vrms a una frecuencia de 59.77Hz, además en la segunda y tercera señal (canales 2-3), se observa el voltaje en los capacitores, donde se alcanza un voltaje rms de 202V y 216V respectivamente, aquellos voltajes que diferencialmente proporcionan un voltaje alterno.

En la cuarta señal (canal 4) se observa la forma de onda de la corriente, de igual similitud al voltaje de entrada, donde se alcanza un valor rms de 1.54 A y una amplitud de 2.9 A como lo especificado en el alcance de trabajo.

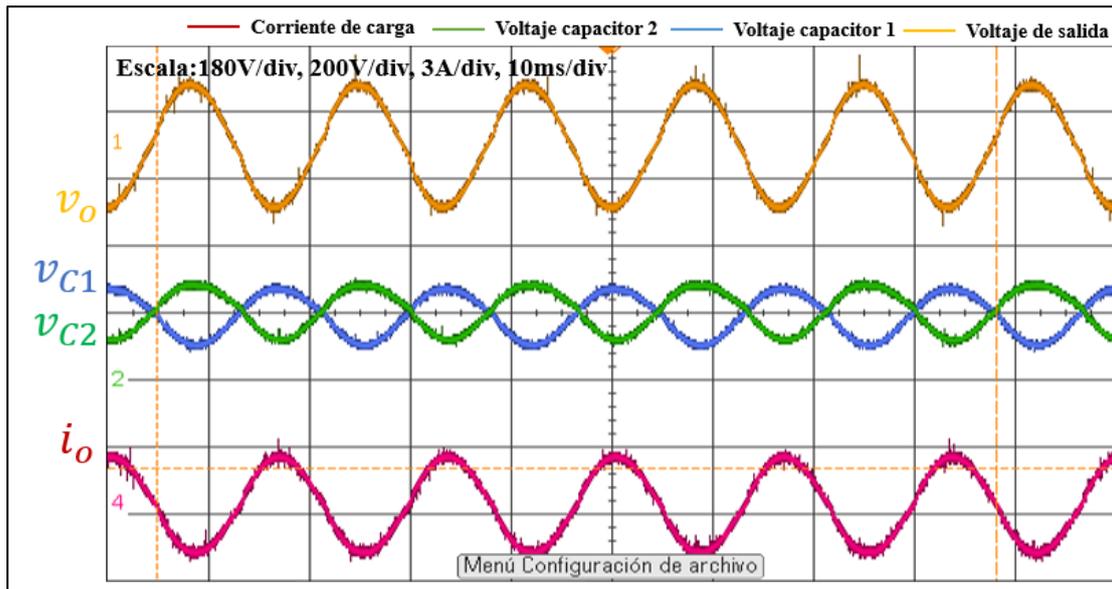


Figura 36. Formas de onda obtenidas experimentalmente con carga de  $70\Omega$

### 3.3.3 Resultados obtenidos con carga (resistencia) de $100\Omega$

De la misma manera se procede a realizar pruebas de funcionamiento con diferentes cargas, para demostrar el funcionamiento del inversor ante una perturbación en la carga.

En la Figura 37 se muestra el voltaje de salida del inversor (canal 1), donde con una carga de  $100\Omega$  se observa un voltaje con una amplitud de  $168.4V_p$ , y un voltaje rms de  $119V$ , a una frecuencia de  $59,92Hz$ , se demuestra que el inversor funciona con normalidad al momento de modificar la carga. De la misma manera se muestra el voltaje proporcionado por los capacitores donde se alcanza un voltaje con una amplitud de  $298V$  (canal 2-3) en los dos casos donde se puede notar un cambio en el voltaje respecto a la prueba realizada con carga de  $70\Omega$ . Posteriormente en el (canal 4), se muestra la corriente en la carga por lo que la forma de onda de la corriente es muy similar al voltaje de salida, donde se muestra una corriente con una amplitud de  $1.62A$ . Aquellos datos que fueron analizados en Matlab.

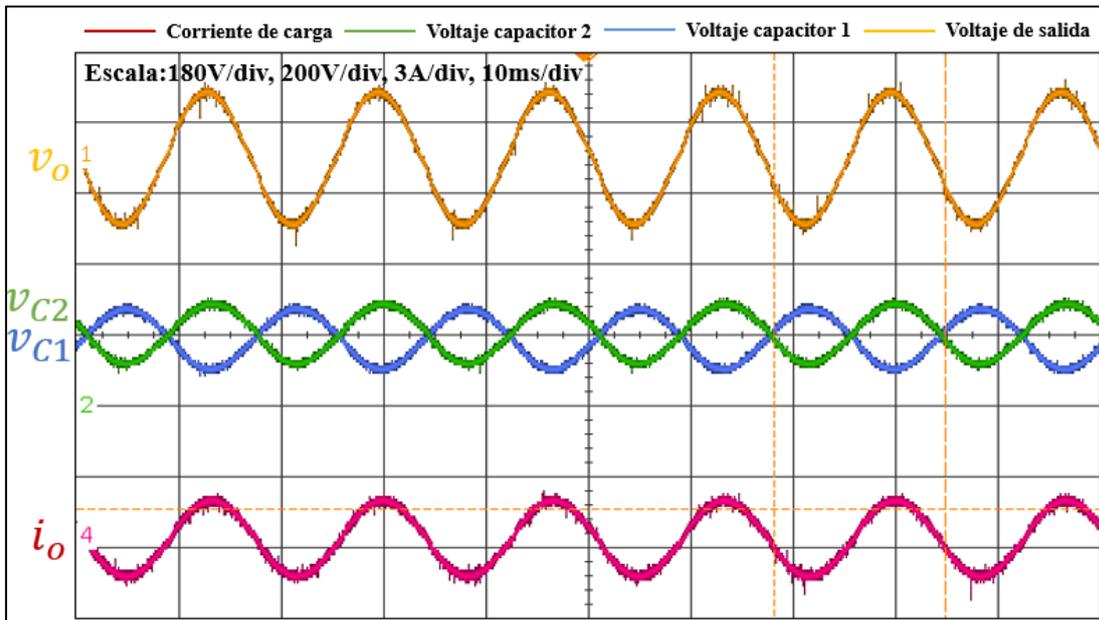


Figura 37. Formas de onda obtenidas experimentalmente con una carga de  $100\Omega$

### 3.3.4 Análisis de Fourier en estado estable

Para poder hallar la Distorsión Armónica Total THD, es necesario aplicar las series de Fourier, en este caso se realizó con la ayuda de los archivos .csv tomados del osciloscopio KEYSIGHT DSOX2024A, y con la ayuda de Matlab se procesó los datos y se obtuvo el porcentaje de THD en voltaje, donde se analizó 3 ciclos a una frecuencia de 120KHz. En la Figura 38 se muestra el porcentaje de THD obtenido experimentalmente correspondiente al 0.42%, que es un valor menor al mostrado en simulación 1,75%.

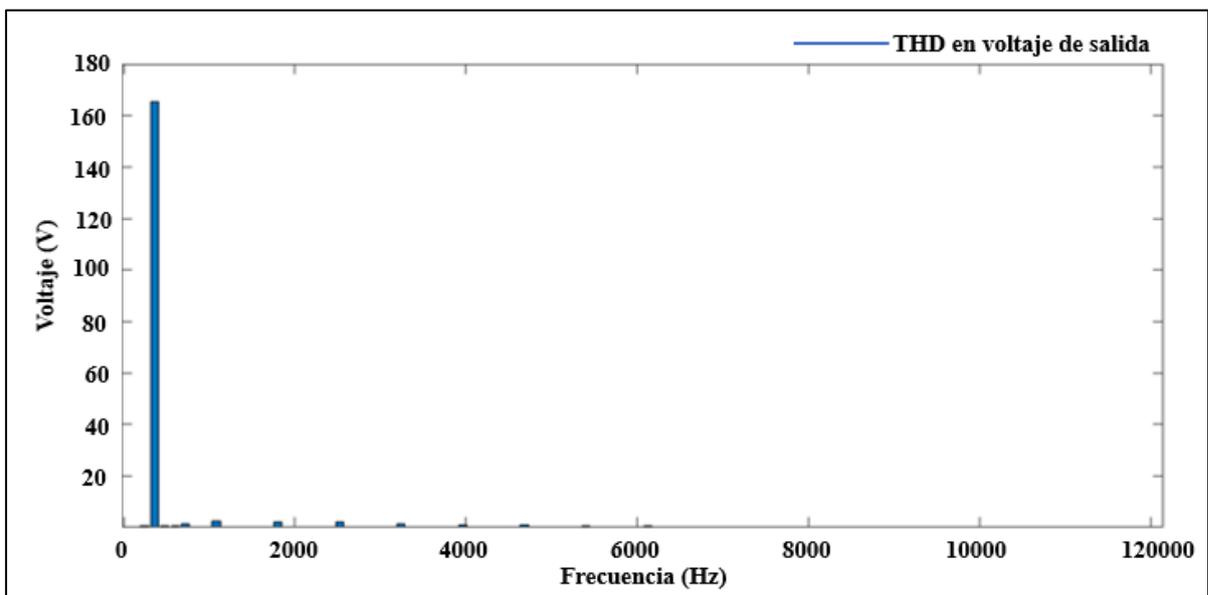


Figura 38. THD en voltaje obtenido experimentalmente

Existen valores notorios en frecuencias de 180 Hz que corresponde a la tercera armónica, 300 Hz (quinta armónica) y 420 Hz (séptima armónica).

Los valores obtenidos tanto en simulación y experimentales, están por debajo de los límites de la Regulación No. ARCERNNR- 002/20, donde indica los límites máximos de armónicos de voltaje, correspondiente el 8% en baja tensión – (menor igual 0.6kv). En la Tabla 9 se muestra los límites máximos de armónicos en voltaje. (ARCONEL, 2020).

Tabla N°8. Límites de armónicos en voltaje

Nivel de Voltaje	Armónica individual (%)	THD (%)
Bajo Voltaje	5.0	8.0
Medio Voltaje	3.0	5.0
Alto Voltaje (Grupo 1)	1.5	2.5
Alto Voltaje (Grupo 2)	1.0	1.5

Fuente: (ARCONEL, 2020)

De la misma manera se realizó el análisis de Fourier con la ayuda de Matlab, se procesa los datos de corriente de salida del inversor, donde se analizó 3 ciclos a una frecuencia de 2KHz, como resultado se obtiene un porcentaje de THD del 0.45%, mostrado en la Figura 37, se puede observar que existe una mínima diferencia en comparación con el voltaje lo que es aceptable dentro de la normativa ecuatoriana.

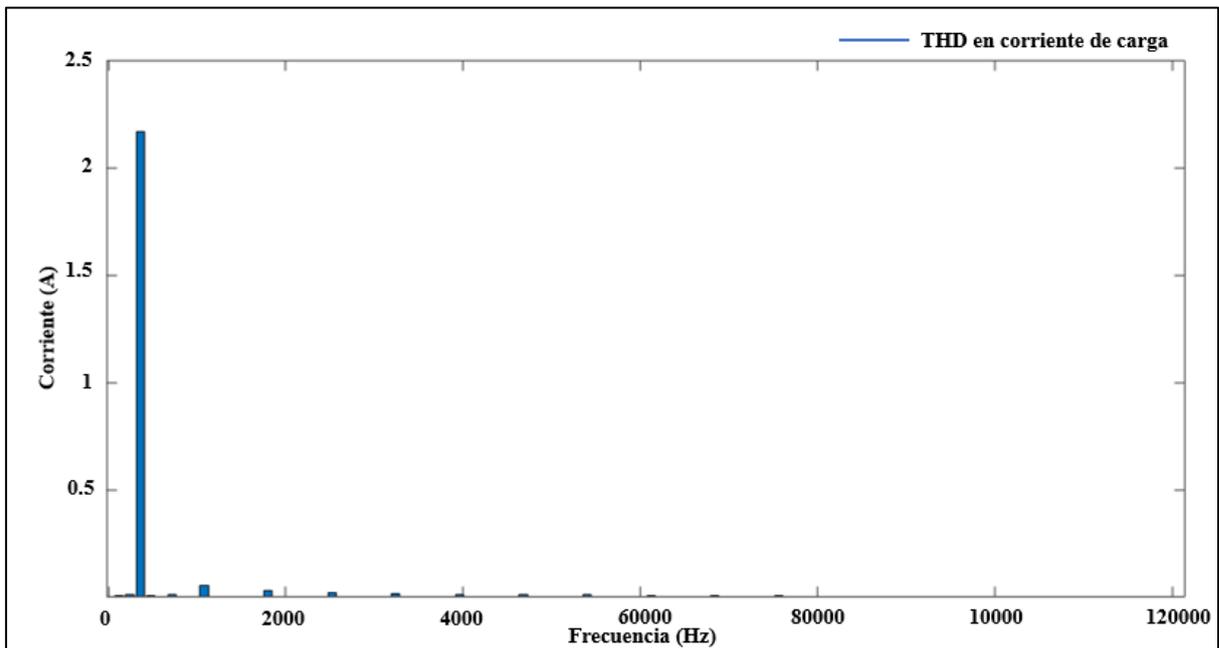


Figura 39. THD en corriente obtenido experimentalmente

### 3.3.5 Resultados obtenidos al realizar un cambio en la impedancia de salida

En este apartado se procede a realizar perturbaciones de carga con el prototipo en funcionamiento, para ellos se procede a conectar dos cargas en paralelo con un interruptor, inicialmente se inicia con una resistencia de  $100\Omega$  y una resistencia de  $234\Omega$ , al conectarlas en paralelo se obtiene como resultado  $70\Omega$ , en la Figura 40 se muestra los valores de voltaje y corriente, donde se observa la perturbación en corriente, además se puede identificar la robustez de sistema, ya que el voltaje de salida no sufre cambios al existir una perturbación en la corriente.

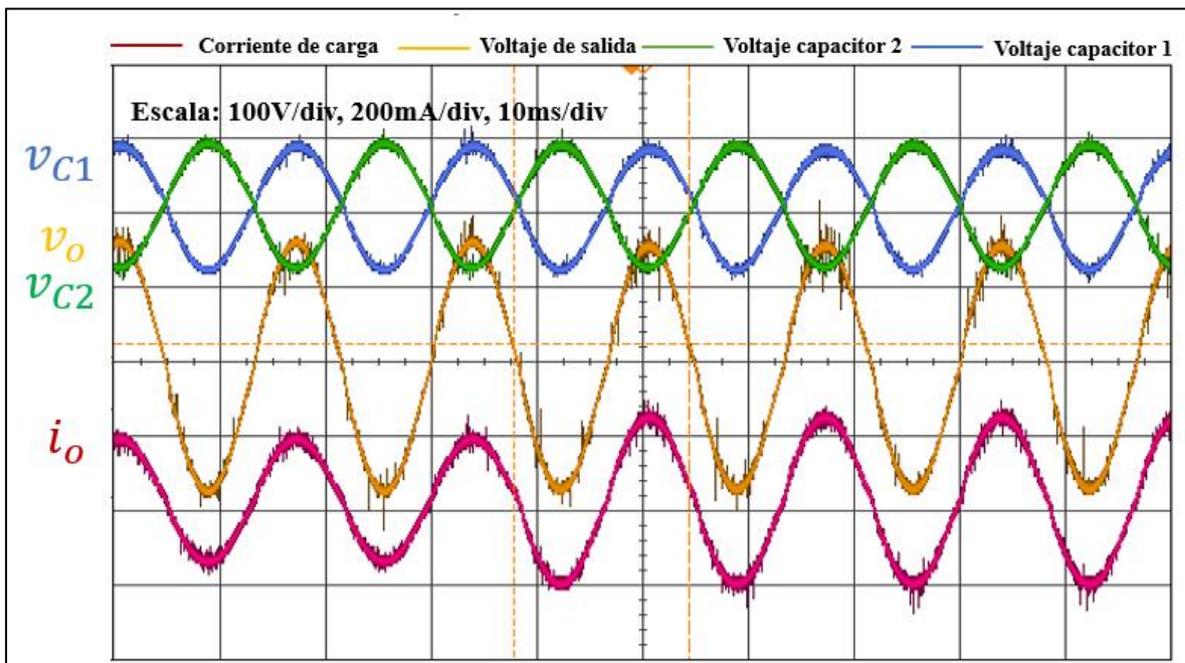


Figura 40. Formas de onda obtenidas experimentalmente realizando una perturbación en la corriente de salida.

### 3.3.6 Análisis de Fourier con perturbación en la carga

Adicionalmente se indica el (THD) Distorsión Armónica Total, en base a los datos experimentales obtenidos al hacer un cambio en la carga del inversor, ahora al hacer el cambio de carga, la magnitud de la corriente cambia, con valores de  $1.72A$  a  $2.28A$ . De la misma manera que el THD.

En voltaje se observan frecuencias correspondientes desde el tercer armónico hasta el noveno armónico, el análisis de 3 ciclos se ejecuta a una frecuencia de búsqueda de  $1000$  Hz. Dando como resultado un porcentaje de THD correspondiente al  $7\%$ . La Figura 41 muestra el resultado del cambio de corriente y la forma de onda del THD.

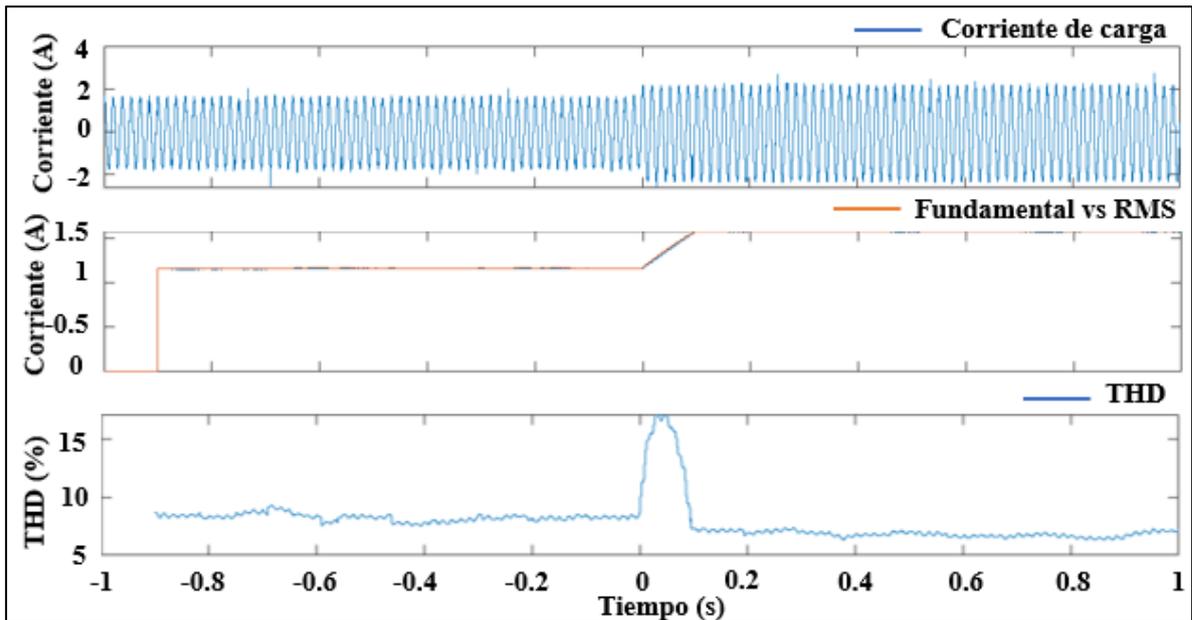


Figura 41. Señales de corriente y THD al realizar un cambio en la carga

En la Fig.41 se muestran tres señales correspondientes a la corriente de salida, la corriente RMS (1.57A) cuando se realiza la perturbación respecto a la fundamental, y por último se observa el porcentaje de THD, donde comienza con 8.45%, al perturbar la carga, el porcentaje sube al 16%, y se estabiliza en el 7%. La corriente THD sufre pequeños cambios al modificar el valor de la carga.

### 3.3.7 Resultados obtenidos con cargas inductivas (motor)

Para comprobar que el inversor boost, funcione de manera adecuada, se conectó una carga inductiva (motor), donde se observa que es un sistema robusto ya que, al conectar dicha carga, el voltaje de salida ( $v_o$ ) no sufre cambios, además en la Figura 42 se observa las formas de onda obtenidas con una carga inductiva.

En la primera señal (canal 1), se muestra el voltaje de salida sinusoidal, con una amplitud de 171.6V, un voltaje rms de 121.4V a 60Hz, donde se observa que el voltaje de mantiene estable al momento de conectar una carga inductiva, en el señales del (canal 2-3) se muestra el voltaje en los capacitores donde se alcanza un voltaje de 200 y 215V respectivamente y finalmente se observa la corriente, con un valor de 0.37 A, además se logra observar el desfase de corriente respecto al voltaje al ser una carga inductiva.

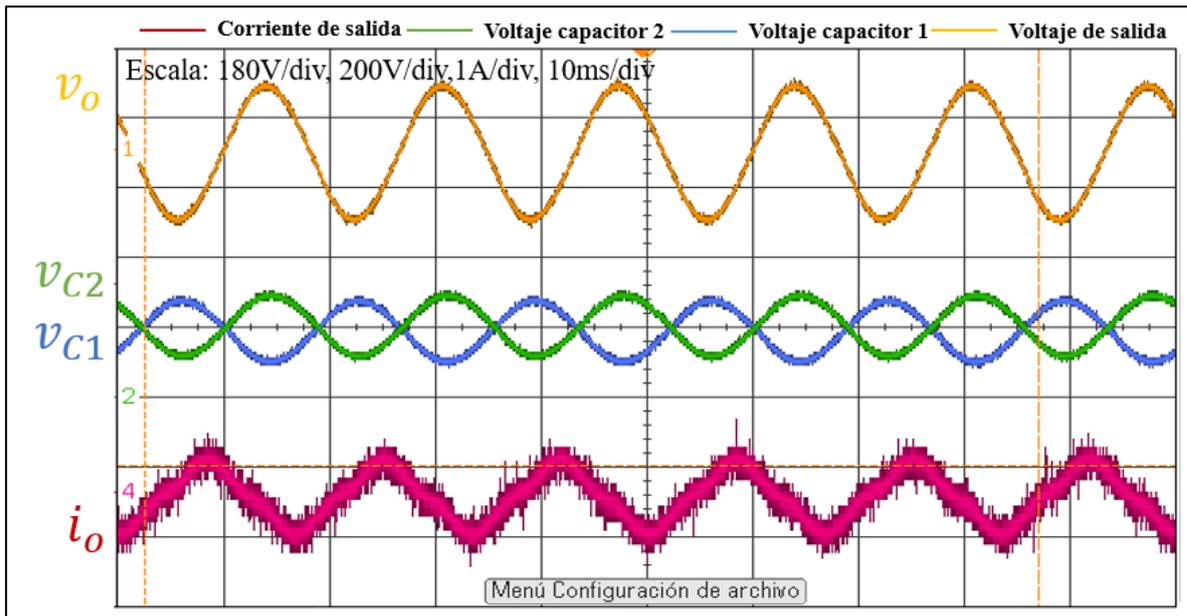


Figura 42. Formas de onda obtenidas experimentalmente usando carga inductiva

Al conectar una carga inductiva (motor), se analiza los datos de voltaje con la ayuda de Matlab, como resultado se obtiene 0.46% de THD, analizando 3 ciclos, a una frecuencia de búsqueda de 120KHz, en la Figura 43 se muestra el porcentaje de THD obtenido de forma experimental al conectar una carga inductiva.

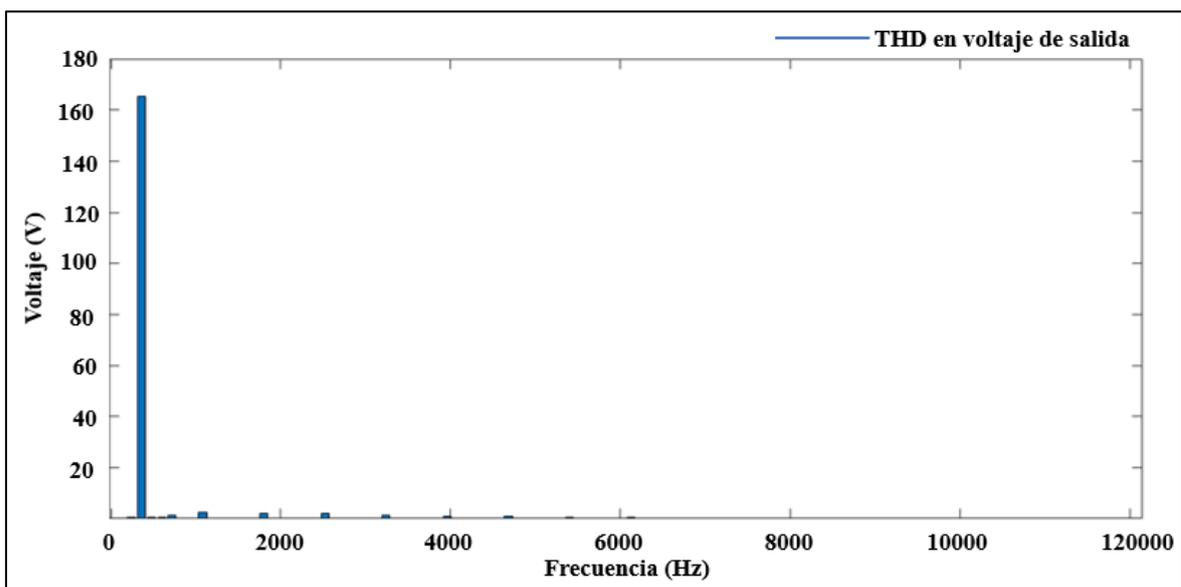


Figura 43. Porcentaje de THD en el voltaje de salida usando carga inductiva

De la misma manera se realiza el análisis de Fourier con la corriente de salida, analizando 3 ciclos a una frecuencia de búsqueda de 120KHz, en la Figura 44 se muestra el espectro de THD en corriente al usar una carga inductiva con un porcentaje total de 9%, donde se aprecia un incremento de THD a una frecuencia de 180Hz que corresponde a la tercera armónica, con un porcentaje del 15%. Esto debido a la no linealidad de la carga.

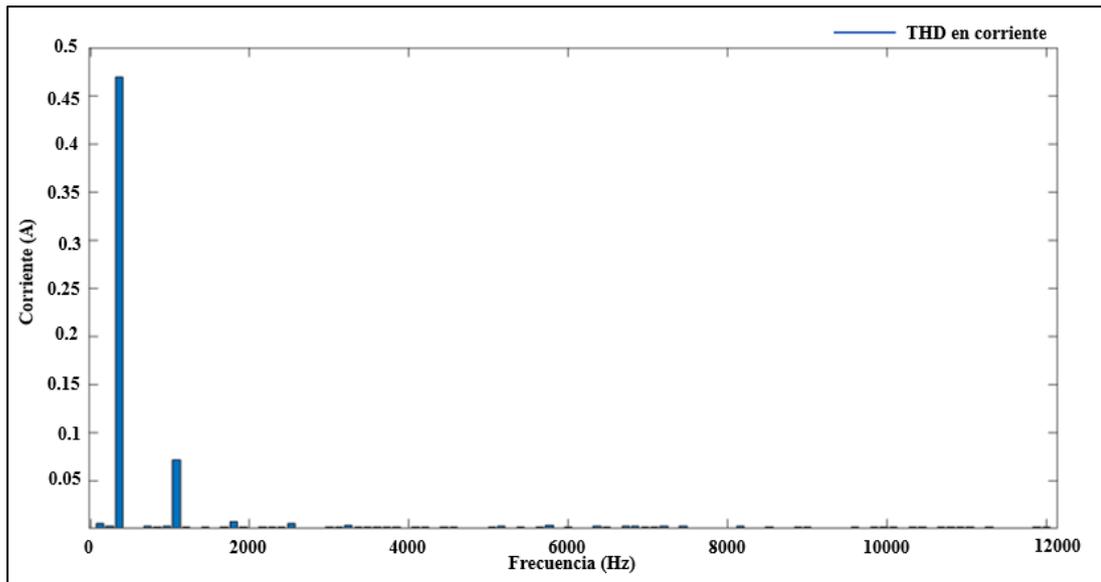


Figura 44. THD en corriente de salida usando carga inductiva

### 3.3.8 Resultados obtenidos al usar una carga no lineal

Como prueba final se ha conectado una carga no lineal, como es un ordenador de una potencia de 60W, en la Figura 45 se presenta las formas de onda obtenidas experimentalmente, donde el voltaje se mantiene estable con un valor 125.8 Vrms, al igual que el voltaje en los capacitores se mantienen en un voltaje de 200V y 215V respectivamente, la forma de onda de la corriente cambia de forma al usar una carga no lineal, con un valor rms de 0.2A. Además, se realizó el análisis de Fourier, en voltaje y corriente para determinar el porcentaje de THD.

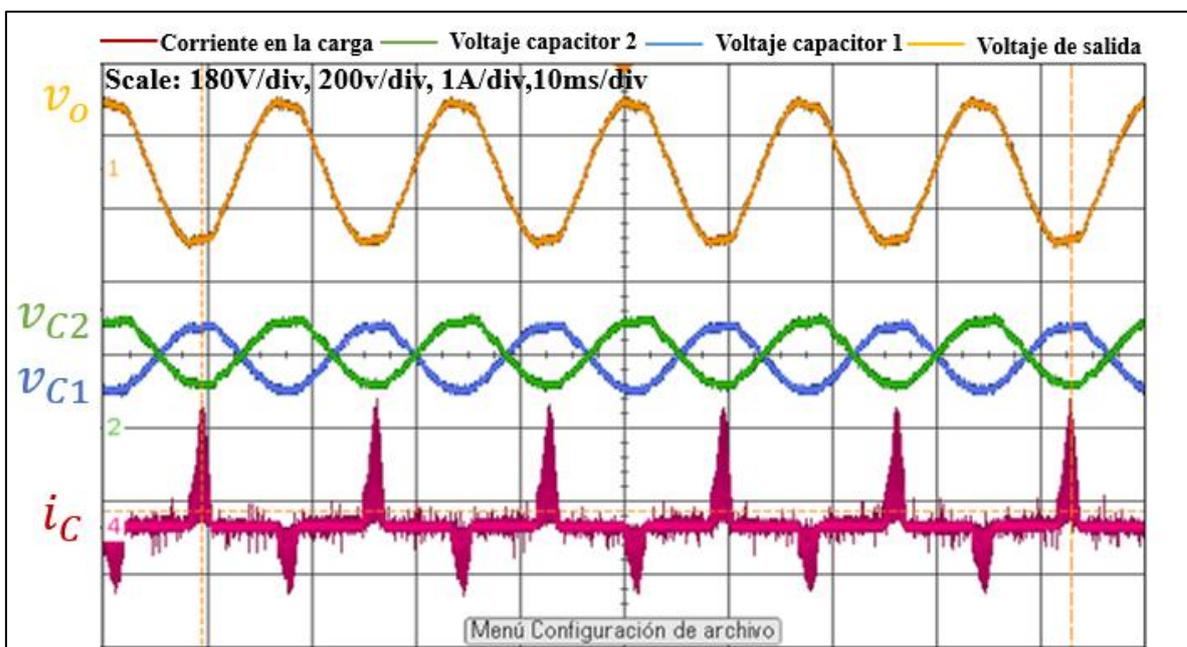


Figura 45. Formas de onda obtenidas experimentalmente al usar una carga no lineal.

En la Figura 46 se muestra la distorsión armónica, analizando 3 ciclos de la forma de onda del voltaje, a una frecuencia de búsqueda de 120KHz, como resultado de obtiene 0.18% de THD en voltaje, cumpliendo con la normativa ecuatoriana.

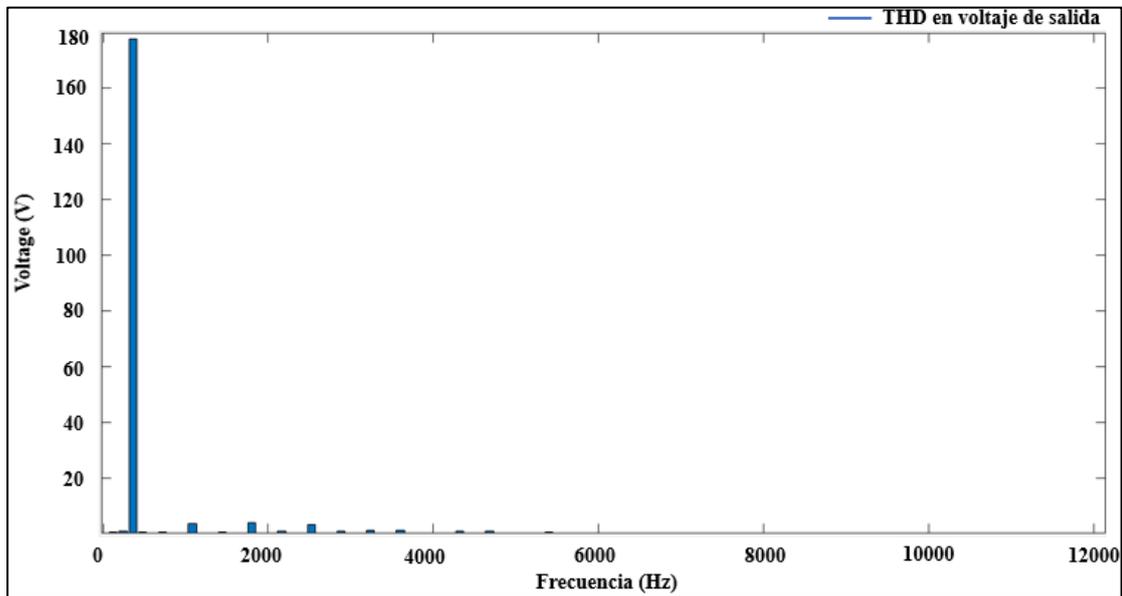


Figura 46. THD en voltaje al usar una carga no lineal

En la Figura 47 se muestra el porcentaje de THD en corriente obtenido experimentalmente, donde se observa un aumento de distorsión armónica correspondiente al 10%, debido al uso de una carga no lineal, además, frecuencias notorias correspondientes a 120Hz, 180Hz, 300 Hz y 420Hz que representan los armónicos segundo, tercero, quinto y séptimo respectivamente.

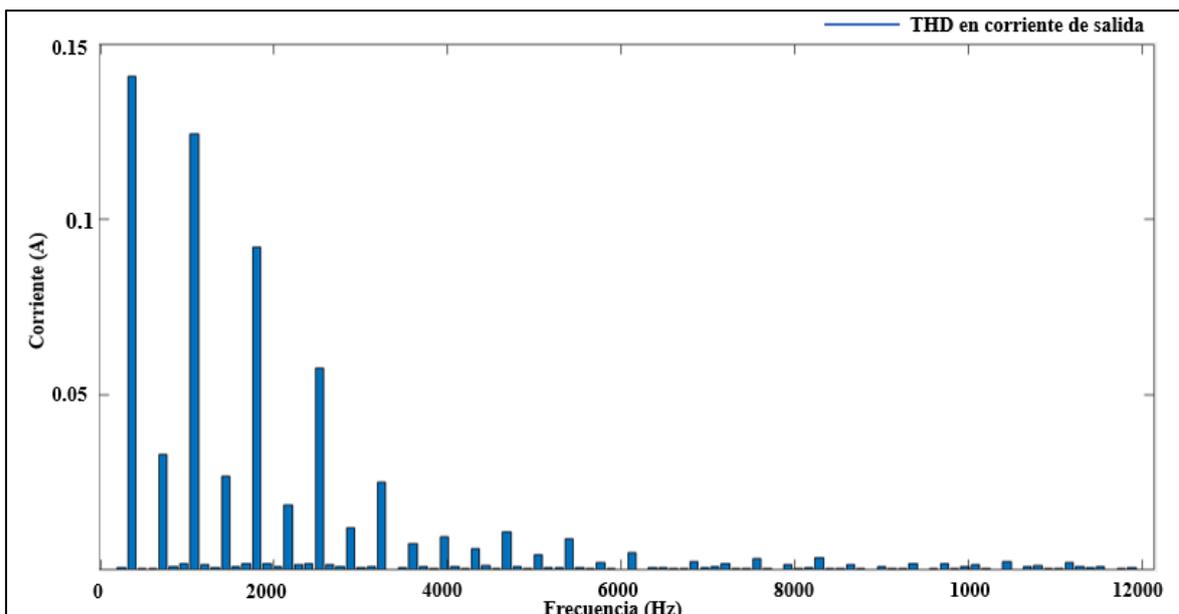


Figura 47. THD en corriente al usar una carga no lineal

Durante la implementación del prototipo de inversor boost monofásico en malla abierta, se tuvo algunos inconvenientes como el exceso de rizado en las señales de salida debido a las corrientes parasitas de los conductores, para solucionar aquel inconveniente se colocó filtros capacitivos en los pines (drain, source) de los MOSFETs, además, se colocó cable blindado con recubrimiento de malla que sirve como jaula de Faraday evitando ruidos e interferencias

A continuación, en la Figura 48 se presenta la implementación de un inversor boost monofásico en malla abierta.



Figura 48. Inversor boost monofásico en malla abierta

## Conclusiones

- Una vez realizado la descripción de los convertidores DC-DC, los inversores DC-AC y las técnicas de modulación más usadas, se puede concluir que el inversor boost monofásico, es el más adecuado para desarrollar este trabajo de investigación, debido a su característica de acondicionar su voltaje de entrada DC en niveles adecuados evitando el uso de un filtro en su salida, ya que naturalmente produce un bajo nivel de distorsión armónica, conjuntamente analizar las técnicas de modulación más usadas en inversores para posteriormente desarrollar una técnica de modulación adecuada y evitar pérdidas de conmutación y así obtener la frecuencia de salida deseada.
- Para realizar el diseño del inversor boost monofásico, se tomó criterios de suma importancia como: la determinación de parámetros eléctricos, diseño del circuito, para así obtener en la salida una tensión de 170Vp, 120Vrms a una frecuencia de 60Hz como los proporcionados de la red, y así poder conectar cargas hasta de 200W, también con la ayuda del modelo matemático se consiguió dimensionar los elementos que conforman al inversor, seleccionar los valores comerciales además realizar el modelo de modulación propuesto, posteriormente simular la topología de inversor usando Matlab-Simulink.
- Al culminar la implementación de un inversor boost monofásico en malla abierta, se realizó diferentes pruebas de funcionamiento con diferentes tipos de carga, y perturbando la misma, se llega a la conclusión que esta topología de inversor presenta una robustez considerable, ya que presenta excelente calidad de onda senoidal, pocas pérdidas de voltaje y baja distorsión armónica con un porcentaje de 0.4%, independientemente de la carga, todo esto gracias a las muestras tomadas por el osciloscopio KEYSIGTH DSOX2024, y el osciloscopio digital HANTEK 6022BE, donde se pudo verificar correcto funcionamiento del prototipo además, de cumplir con la normativa ecuatoriana Regulación No. ARCERNNR-002/20 donde se estipula los límites máximos de distorsión armónica correspondiente al 8% en baja tensión.

## Recomendaciones

- Para estudios a futuro se podría implementar un sistema de control en lazo cerrado como por ejemplo el algoritmo MPPT, donde se aprovecha la energía al máximo y así aumentar la eficiencia del inversor al conectar cualquier tipo de carga.

## REFERENCIAS

- Priya, R., Valli, R., & Santhana Krishnan, L. (2019). Single Stage Dual Boost Inverter with Half Cycle Modulation Scheme for PV System Applications. *IEEE International Conference on System, Computation, Automation and Networking (ICSCAN)* (págs. 1-8). Pondicherry, India : IEEE. doi:10.1109/ICSCAN.2019.8878834.
- Acevedo Meza, H., García Mendoza, J., & Sepúlveda, S. (2017). *Estrategias de control MPPT aplicadas en un convertidores DC-DC tipo boost para sistemas fotovoltaicos aislados*. Pereira: Universidad Francisco de Paula. Recuperado el 21 de Diciembre de 2021, de [http://revistas.unipamplona.edu.co/ojs\\_viceinves/index.php/RCTA/article/view/2751](http://revistas.unipamplona.edu.co/ojs_viceinves/index.php/RCTA/article/view/2751)
- Alessio, A. (2014). *Desing, and construction of small power boost converter with educational and research purposes*. Cuenca: Avances en ciencias e ingenierias .
- ARCONEL. (2020). *Regulación No. ARCERNNR-002/20*. Quito: Agencia de regulación y control de energía y recursos naturales no renovables.
- ARCONEL, A. (2017). *Regulación Nro. ARCONEL 004/18*. Quito: ARCONEL.
- Bautista López, D. A. (2017). *Sistema Solar Fotovoltaico para Redes Domiciliarias en la Ciudad de Tunja (Tesis de Posgrado)*. Bogotá DC: Universidad Javeriana. Recuperado el 5 de Febrero de 2020
- Bernal, M. S. (2013). *Comunicaciones vía fibra óptica utilizando modulación de retardos ópticos como portadores de información. (Tesis Doctoral)*. Puebla: INAOE. Recuperado el 15 de Marzo de 2021, de <https://inaoe.repositorioinstitucional.mx/jspui/bitstream/1009/805/1/SantiagoBeM.pdf>
- Bolós, V. J. (20011). *Matemáticas para los modelos dinámicos* . Coll-Serrano. Obtenido de <http://repositorio.utp.edu.co/dspace/bitstream/handle/11059/11671/Sistemas%20dinamicos.pdf?sequence=1&isAllowed=y>
- Bustos, F. M., & Borrero, M. R. (2010). *Diseño e implemetación de un inversor DC/AC para implantar en un sistema fotovoltaico para suministrar energía a una finca. (Tesis de grado)*. Bogotá DC, Colombia : Universidad de San Buenaventura, Facultad de Ingeniería Electronica, Repositorio Digital. Recuperado el 14 de Marzo de 2021, de <http://biblioteca.usbbog.edu.co:8080/Biblioteca/BDigital/65879.pdf>
- Cáceres, R., & Barbi, I. (2000). Sliding Mode Controller For The Boost Inverter. *Proceedings of the power electronic Brazillian Congress (COBEP'95)*, 247-251. doi:10.1109/CIEP.1996.618546
- Calderón Montalvo, A. (2009). *Diseño y construcción de un conversor DC-DC, para ser utilizado en un vehiculo eléctrico*. Quito: EPN. Recuperado el 18 de Febrero de 2021, de <https://bibdigital.epn.edu.ec/bitstream/15000/1574/1/CD-2193.pdf>
- Cardona , M., Calero, H., & Márquez, A. (2010). *Inversor trifásico de voltaje constante con variación de frecuencia desde 80 hasta 400 Hz e interfase optocoplada. (Tesis de grado)*. Guayaquil, Ecuador : Repositorio Escuela Superior Politécnica del Litoral

ESPOL. Recuperado el 14 de Marzo de 2021, de <http://www.dspace.espol.edu.ec/xmlui/bitstream/handle/123456789/13760/D-42191.pdf?sequence=1&isAllowed=y>

- Cifuentes Tobón, A. F. (2019). *Modelo y construcción de un convertidor DC-DC tipo Cúk para el estudio en el laboratorio*. Pereira: Universidad Tecnológica de Pereira. Recuperado el 10 de Marzo de 2021, de <http://repositorio.utp.edu.co/dspace/bitstream/handle/11059/10434/T621.3815%20C569m.pdf?sequence=1&isAllowed=y#:~:text=El%20circuito%20convertidor%20DC%20FDC,del%20California%20Institute%20of%20Technology>.
- Cortés, G., & Betancur-Londoño, F. (2019). Análisis experimental del desempeño de un sistema solar fotovoltaico con inversor centralizado y con microinversores: caso de estudio Manizales". *Tecnológicas*, 1-21. Recuperado el 5 de Enero de 2021, de <https://doi.org/10.22430/22565337.1403>
- Coviello, M., Gollán, J., & Pérez, M. (2012). *Alianzas público privadas en energías renovables en América Latina y el Caribe*. México, México: CEPAL. Recuperado el 2 de Diciembre de 2020, de [https://repositorio.cepal.org/bitstream/handle/11362/3978/S1200218\\_es.pdf?sequence=1&isAllowed=y](https://repositorio.cepal.org/bitstream/handle/11362/3978/S1200218_es.pdf?sequence=1&isAllowed=y)
- Dancy, A., Amirtharajah, R., & Chandrakasan, A. (June de 2011). High-Efficiency Multiple-Output DC–DC Conversion for Low-Voltage Systems. *EEE TRANSACTIONS ON VERY LARGE SCALE INTEGRATION (VLSI) SYSTEMS*, 8, 252-263. Recuperado el 24 de February de 2021
- Del Rio Pinilla, P. A. (2018). *Control de un inversor de puente completo mediante la modulación SPWM (Tesis de grado)*. Valparaiso, Chile: Universidad Técnica Federico Santa María Sede concepción - Rey Balduino de Bélgica. Recuperado el 11 de Marzo de 2021, de <https://repositorio.usm.cl/bitstream/handle/11673/45817/3560901544013UTFSM.pdf?sequence=1&isAllowed=y>
- Delgado , M. R. (2014). *Diseño e implementación experimental de un inversor monofásico operando en modo isla (Tesis de grado)*. Madrid: Universidad Carlos III de Madrid. Recuperado el 10 de Marzo de 2021, de [https://e-archivo.uc3m.es/bitstream/handle/10016/15377/PFC-Raul\\_martin\\_delgado-29-06-2012.pdf?sequence=1&isAllowed=y](https://e-archivo.uc3m.es/bitstream/handle/10016/15377/PFC-Raul_martin_delgado-29-06-2012.pdf?sequence=1&isAllowed=y)
- Estrella, Á. D. (2019). *Diseño de un inversor monofásico autónomo de baja frecuencia ajustable mediante un bus DC*. Leganes, España: Universidad Carlos III de Madrid. Recuperado el 2 de Marzo de 2021, de [https://e-archivo.uc3m.es/bitstream/handle/10016/6955/PFC\\_Daniel\\_Estrella\\_Alvaro.pdf;jsessionid=DA621B786F515B827E0A2002DF788C21?sequence=2](https://e-archivo.uc3m.es/bitstream/handle/10016/6955/PFC_Daniel_Estrella_Alvaro.pdf;jsessionid=DA621B786F515B827E0A2002DF788C21?sequence=2)
- Galera, V. (2013). *Simulador convertidores DC-DC*. Cataluña: Universitat Rovira i Virgili (URV). Recuperado el 24 de Febrero de 2021
- Gallegos , W. (2012). *Análisis de técnicas modernas de modulación aplicadas en los sistemas DC-AC (Tesis de grado)*. Quito: Universidad Politécnica Salesiana, Carrera de ingeniería eléctrica. Recuperado el 15 de Marzo de 2021, de <https://dspace.ups.edu.ec/bitstream/123456789/3280/1/UPS-CT002536.pdf>

- Gólcher Barguil, L. A. (Julio de 2020). Converter Analysis in Discontinuous Conduction Mode. *Engineering, magazine of the university of costa rica*, 30, 2-15. Recuperado el 2 de Marzo de 2021, de <file:///C:/Users/Dell/Downloads/40283-Texto%20del%20art%C3%ADculo-151262-4-10-20200724.pdf>
- González, M. A., & Cárdenas, V. M. (Agosto de 2019). Inversores inteligentes en sistemas de energía solar fotovoltaica. *Universitarios Potosinos*, 1-48. Recuperado el 15 de Febrero de 2020, de <http://www.uasp.mx/Comunicacion-Social/Documents/Divulgacion/Revista/Dieciseis/Universitarios%20Potosinos%20238.pdf>
- Gopal, A., Devaraj, E., Saha, S., & Poddar, S. (2018). Modeling and Voltage Regulation of Boost Inverter. *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 1-6. doi:10.1109/PEDES.2018.8707574.
- Guillén Montenegro , L. E., & Jaramillo Ayavaca, W. X. (2017). *Diseño y construcción de un convertidor de potencia DC/AC- DC-DC para la corrección del factor de potencia.(Tesis de grado)*. Cuenca, Ecuador : Universidad de Cuenca, Facultad de Ingeniería en Electrónica y Telecomunicaciones. Recuperado el 10 de Marzo de 2021, de <http://dspace.ucuenca.edu.ec/bitstream/123456789/28511/1/Trabajo%20de%20titulaci%C3%B3n%20TESIS.pdf>
- Gutiérrez , J., Flórez, L., & Serrano, D. (2018). *Convcertidor DC-AC de alta eficiencia basado en el modulador EG8010 para implementar en sistemas energéticos alternativos* (Vol. Volumen 13). Bogotá: UNAD Publicaciones e investigación. Recuperado el 21 de Enero de 2021, de <http://portal.amelica.org/ameli/jatsRepo/129/1292407008/index.html>
- Gutiérrez, E. F. (2018). *Análisis y estudio de la eficiencia del convertidor Buck sincrónico bajo diferentes técnicas de gate driver y red snubber*. Quito: Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica EPN. Recuperado el 2 de Marzo de 2021, de <https://bibdigital.epn.edu.ec/bitstream/15000/19390/1/CD-8776.pdf>
- Hernández, A. (01 de 02 de 2015). *Electrónica Comercial*. Recuperado el 29 de Junio de 2022, de <https://tallerelectronica.com/2015/01/02/valores-comerciales-de-condensadores-y-resistencias/>
- Inga Llanes, E. J., & Tuela, J. J. (2016). *Diseño y construcción de módulos para convertidores DC-AC aplicando técnicas de control vectorial para el laboratorio de la UPS en Cuenca. (Tesis de grado)*. Cuenca, Ecuador : Universidad Politécnica Salesiana. (Facultad de Ingeniería Electrónica). Recuperado el 10 de Marzo de 2021, de <https://dspace.ups.edu.ec/bitstream/123456789/7603/1/UPS-CT004510.pdf>
- Instruments, T. (2019). *Technical Reference Manual TMS320F2837xD Dual Core Delfino Microcontrollers*. Texas: Texas Instruments. Recuperado el 10 de Mayo de 2022, de <https://www.ti.com/lit/an/spracn0d/spracn0d.pdf?ts=1652196625091>
- Kaliamoorthy, M., Sekar, R., & Raj, G. C. (2010). *Solar Powered Single Stage Boost Inverter with ANN Based MPPT Algorithm* (Vol. 10). Tamil Nadu, India: PSNA College of Engineering and Technology. Recuperado el 16 de Noviembre de 2021, de <https://ieeexplore.ieee.org/document/5670545>

- Majumdar, B. (2014). *A single phase SPWM boost inverter with high Step-Up Ratio for photovoltaic energy application*. Kolkata India: Departament of Physics.
- Mohan, N., Undeland, T., & Robbins, W. (2007). *Electrónica de Potencia; convertidores, aplicaicones y diseño*. México: Mc Graw Hill. Recuperado el 13 de Diciembre de 2020
- Montenegro, A. J. (2019). *Boost inverter para una aplicación fotovoltaica aislada*. Santiago de Cali, Colombia: Escuela de Ingeniería Eléctrica y Electrónica (Tesis de Maestria). Recuperado el 13 de Octubre de 2021
- Muñoz, S. C. (2012). *Análisis de convertidores de potencia DC-DC con software libre openmodelica*. Sangolquí: Escuela Politécnica del Ejercito. Recuperado el 3 de Marzo de 2021, de <https://repositorio.espe.edu.ec/bitstream/21000/5182/1/T-ESPE-033143.pdf>
- Nahavandi, A., Roostaei, M., & Azizi, M. R. (2016). *Single Stage DC-AC Boost Converter*. Irán: 7th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC 2016). Recuperado el 14 de Marzo de 2021
- Ogata, K. (2010). *Ingeniería de control moderna* (Vol. Quinta Edición). Madrid, España: Pearson Educación S.A. Recuperado el 2 de Diciembre de 2021
- Organización de las Naciones Unidas. (1997). *Protocolode Kyoto de la convención de las naciones unidas sobre el cambio climático*. EEUU: FCCC/FORMAL.
- Pachauri, D., & Chauhan, Y. (2016). Modeling and Simulation Analysis of PV fed Cúk, Sépic, Zeta and Luo DC converter. (págs. 1-6). Uttar Pradesh: 1st IEEE International Conference on Power Electronics. Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES-2016). Recuperado el 10 de Marzo de 2021, de <https://ieeexplore.ieee.org/document/7853596>
- Pacheco, A. (2007). *Análisis de pérdidas del convertidor Buck - Síncrono, para aplicaciones móviles*. México: Departamento de Ingeniería Eléctrica, Cenidet. Recuperado el 1 de Marzo de 2021, de <https://www.cenidet.edu.mx/subplan/biblio/seleccion/Tesis/ME%20Arnoldo%20Pacheco%20Alamos%202007.pdf>
- Peña Santamaría, A., & Narváez, E. (28 de Agosto de 2015). Operación del convertidor dc/dc puente completo con desplazamiento de fase y conmutación cero: análisis y consideraciones de diseño. *Revista Tecnura*, 176-183. doi:<https://dx.doi.org/10.14483/udistrital.jour.tecnura.2015.ICE.a21>
- Pérez, S., Vivert, M., Patino, D., & Díez, R. (2017). *Modeling and control of a grid tied differential Cuk Inverter*. Bogotá, Colombia: IEEE Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA). doi: 10.1109/PEPQA.2017.7981656
- Poltrieri, L. S. (2010). *Uma Nova Metodologia de Projeto e Controle para o Inversor*. (I. Solteira, Ed.) Sao Paulo, Brasil: UNESP. Recuperado el 2 de Diciembre de 2021, de <https://repositorio.unesp.br/handle/11449/87049>
- Ramos Flores, C. (2017). *Análisis de un convertidor DC-DC destinado al almacenamiento hícrido de energía*. Madrid: UPM. Recuperado el 22 de Febrero de 2021, de [http://oa.upm.es/48060/1/TFG\\_CRISTINA\\_RAMOS\\_FLORES.pdf](http://oa.upm.es/48060/1/TFG_CRISTINA_RAMOS_FLORES.pdf)

- Rashid, M. H. (2007). *Electrónica de Potencia Circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Mexico Hispanoamericana, SA: Prentice Hall. Recuperado el 14 de Marzo de 2021
- Salas, A., & Jaramillo, C. (2017). Estado del arte de aerogeneradores de eje horizontal y vertical. *Jóvenes en la Ciencia*, 2, 3-5. Recuperado el 2 de Enero de 2021, de <http://www.jovenesenlaciencia.ugto.mx/index.php/jovenesenlaciencia/article/view/1778>
- Santos, R., Castro, M., & Martínez, B. (2017). Estado del arte de aerogeneradores de eje horizontal y vertical. *Jovenes en la Ciencia*, 3-5. Recuperado el 3 de Diciembre de 2020, de <http://www.jovenesenlaciencia.ugto.mx/index.php/jovenesenlaciencia/article/view/1778>
- Setiono, F. Y. (2014). Control of a single phase boost inverter with the combination of proportional integrator and hysteresis controller. *The 1st International Conference on Information Technology, Computer, and Electrical Engineering* (págs. 356-360). Semarang, Indonesia: IEE. doi:10.1109/ICITACEE.2014.7065771.
- Setiono, F. Y. (2016). *Control of single phase boost inverter with the combination of proportional integrator and hysteresis controller*. Indonesia: 2014 1st International Conference on Information Technology, Computer and Electrical Engineering. Recuperado el 14 de Marzo de 2021
- Tampubolon, M., Purnama, I., & Chi Lin, P. J. (2015). A DSP-Based Differential Boost Inverter with. *9th International Conference on Power Electronics-ECCE* (págs. 309-314). Seoul, Korea: Department of Electronic and Computer Engineering IEEE. doi:10.1109/ICPE.2015.7167802.
- Téllez Ramírez, E. (2016). Distorción Armónica. *Programa de ahorro de energía. Distorción Armónica* (pág. 31p). Puebla, Mexico: Automatización, Productividad y Calidad SA. Recuperado el 14 de Marzo de 2021, de <https://agngroup.net/papers/Distorsion%20Armonica.pdf>
- Valle Rodriguez, J. (2014). *Análisis y diseño de un controlador para un convertidor dc-dc tipo SEPIC*. Barcelona: UPC, Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial de Barcelona. Recuperado el 18 de Febrero de 2021, de <http://hdl.handle.net/2099.1/24699>
- Vargas, J. F. (2018). *Diseño y simulación de la optimización en la generación de energía en una central fotovoltaica mediante conversores dc-dc, y la técnica de control MPPT*. Quito: EPN. Recuperado el 18 de Febrero de 2021, de <https://bibdigital.epn.edu.ec/bitstream/15000/19591/1/CD-8988.pdf>
- Vélez Murillo, K. P. (2019). *Desarrollo y desafíos de proyectos de generación de energía solar fotovoltaica en Chile (Tesis de Grado)*. Quito, Ecuador : Universidad Central del Ecuador. Recuperado el 12 de Enero de 2021
- Villegas Saiz, P. J. (2011). *Post-reguladores de alto rendimiento para la mejora de las características dinámicas de convertidores con corrección de factor de potencia. (Tesis Doctoral)*. Gijón: Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, de Computadores y Sistemas. Recuperado el 07 de Diciembre de 2021, de <https://www.unioviado.es/ate/pedro/>

Vishay, S. (2021). *D Series Power Mosfet*. Malvern, Pensilvania, EEUU: Vishay, Digikey. Recuperado el 20 de Noviembre de 2021, de <https://www.vishay.com/docs/91483/sihp25n40d.pdf>

Vivert, M. E. (12 de Septiembre de 2021). Selección de un interruptor de potencia MOSFET (Electronica de potencia, Apuntes de clases). Ibarra, Imbabura, Ecuador.

## Anexos

### Anexo 1. Código de programación para la generación de señales de modulación

```
// Included Files
//
#include "F28x_Project.h"
#include "math.h"

#define M_PI    3.14159265358979323846 /* pi */
#define tope 1043
#define hdiv 0
#define div 0
#define N 200// 25K

// Function Prototypes
void ConfigureADC(void);
void ConfigureEPWM(void);
void SetupADCEpwm(Uint16 ch0);
void InitEPwm1Example(void);
void InitEPwm2Example(void);
void configGPIO(void);
interrupt void adca1_isr(void);

// Forma de definir variables
// int var = 0, I_V = 0;
//Uint16 dacval = 2048;
//volatile Uint16 bufferFull;

// Definición de variables globales
Uint16 duty=500;
Uint16 r;
int16 S[N];
int16 S2[N];
Uint16 k=0;
Uint16 j=0;

void main(void)
```

```

{
// Step 1. Initialize System Control: PLL, WatchDog, enable Peripheral Clocks
    InitSysCtrl();

// Step 2. Initialize GPIO:
// This example illustrates how to set the GPIO to it's default state.
    InitGpio();

// Step 3. Clear all interrupts and initialize PIE vector table: Disable CPU interrupts
    DINT;

// Initialize the PIE control registers to their default state.
// The default state is all PIE interrupts disabled and flags are cleared.
    InitPieCtrl();

// Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:
    IER = 0x0000;
    IFR = 0x0000;

// Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt
// Service Routines (ISR).
// This will populate the entire table, even if the interrupt
    InitPieVectTable();
// memcpy(&RamfuncsRunStart, &RamfuncsLoadStart, (size_t)&RamfuncsLoadSize);

//
// Call Flash Initialization to setup flash waitstates. This function must
// reside in RAM.
//
// InitFlash();
//---- Initialize and activate PWM1,PWM2,PWM3, PWM4 and GPIO aux. -----
    InitEPwm1Gpio();
    InitEPwm1Example();
    InitEPwm2Gpio();
    InitEPwm2Example();
    configGPIO();

```

```

EALLOW;
PieVectTable.ADCA1_INT = &adca1_isr; //function for ADCA interrupt 1
EDIS;

ConfigureADC();
ConfigureEPWM();
SetupADCEpwm(2);

IER |= M_INT1; //Enable group 1 interrupts
EINT; // Enable Global interrupt INTM
ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGMRISQ

PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1 = 1; //prender int

EALLOW;
CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;

EPwm6Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1; //enable SOCA
EPwm6Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2; //unfreeze, and enter up count mode
for (r=0;r<N;r++) //Crea una tabla senoidal
{
    S[r]=(int16)(200000/(400+(170*sin((2*M_PI*(float)r)/N))));
}

r=0;

for (r=0;r<N;r++) //Crea una tabla senoidal
{
    S2[r]=(int16)(200000/(400-(170*sin((2*M_PI*(float)r)/N))));
}

r=0;

while(1)

```

```

{

//   if (vant!=AdcaResultRegs.ADCRESULT0)
//       {
//           GpioDataRegs.GPETOGGLE.bit.GPIO131 = 1;
//       }
//   vant=AdcaResultRegs.ADCRESULT0;
// GpioDataRegs.GPETOGGLE.bit.GPIO131= AdcaRegs.ADCINTFLG.bit.ADCINT1;

}
}

```

```
void configGPIO(void)
```

```

{
    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPCGMUX1.bit.GPIO69 = 1;    //GPEGMUX va gpio 64 a 79
    GpioCtrlRegs.GPEGMUX1.bit.GPIO131 = 0;    //GPEGMUX va gpio 128 a 143
    GpioCtrlRegs.GPEPUD.bit.GPIO131 = 0;    // Enable pullup on GPI131
    GpioCtrlRegs.GPEDIR.bit.GPIO131 = 1;
    EDIS;
}

```

```
void ConfigureADC(void)
```

```

{
    EALLOW;

//SOC A
    AdcaRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 0; //set ADCCLK divider to /4
    AdcSetMode(ADC_ADCA,                      ADC_RESOLUTION_12BIT,
ADC_SIGNALMODE_SINGLE);
    AdcaRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;
    AdcaRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;
    DELAY_US(1000);
    EDIS;
}

```

```

// ConfigureEPWM - Configure EPWM SOC and compare values
//
void ConfigureEPWM(void)
{
    EALLOW;
    // Assumes ePWM clock is already enabled
    EPwm6Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 0; // Disable SOC on A group
    EPwm6Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 4; // Select SOC on up-count
    EPwm6Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1; // Generate pulse on 1st event

    EPwm6Regs.TBPRD = tope; // Set timer period
    //EPwm6Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0x0000; // Phase is 0
    EPwm6Regs.TBCTR = 0x0000; // Clear counter
    // Setup TBCLK
    EPwm6Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2; // Count up
    EPwm6Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Disable phase loading
    EPwm6Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = hdiv; // Clock ratio to SYSCLOCKOUT
    EPwm6Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = div; // Slow just to observe on

    EPwm6Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_NO_ACTION; // Set PWM2A on Zero
    EPwm6Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_NO_ACTION;
    EPwm6Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_NO_ACTION; // Set PWM2A on Zero
    EPwm6Regs.AQCTLB.bit.CBD = AQ_NO_ACTION;
    EPwm6Regs.AQCTLB.bit.ZRO = AQ_SET;
    EPwm6Regs.AQCTLB.bit.PRD = AQ_CLEAR;

    EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = 0; // Set compare A value to 2048 counts
    EPwm6Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 0;
    EPwm6Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1;
    EPwm6Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0;
    EPwm6Regs.TBCTL.bit.SWFSYNC = 1; // to make the pulses phase shifted

}

//
// SetupADCEpwm - Setup ADC EPWM acquisition window

```

```

//
void SetupADCEpwm(Uint16 ch0)
{
    Uint16 acqps;

    // Determinate minimum acquisition window (in SYSCLKS) based on resolution
    //
    if(ADC_RESOLUTION_12BIT == AdcaRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION)
    {
        acqps = 14; //75ns
    }
    else //resolution is 16-bit
    {
        acqps = 63; //320ns
    }

    //Select the channels to convert and end of conversion flag
    //
    EALLOW;

    // ADCA , channel 0 a 2

    AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = ch0; // vload
    AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = acqps; //sample window is 100 SYSCLK cycles
    AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 15; //trigger on ePWM6 SOCA/C

    //Close config ADC
    AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1SEL = 0; //end of SOC2 will set INT1 flag
    AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1E = 1; //enable INT1 flag
    AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //make sure INT1 flag is cleared
    EDIS;
}

//ADCINTFLGCLR adca1_isr - Read ADC Buffer in ISR
interrupt void adca1_isr(void)
{

```

```

j=j+1;
if (j==2)
{
    j=0;
    k=k+1;

}
if (k==200)
{

    k=0;
}

EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = S[k];
EPwm1Regs.CMPB.bit.CMPB = S[k];

EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = S2[k];
EPwm2Regs.CMPB.bit.CMPB = S2[k];

GpioDataRegs.GPECLEAR.bit.GPIO131 = 1;

AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //clear INT1 flag
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
AdcbRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
AdccRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;

}

void InitEPwm1Example()
{

    EPwm1Regs.TBPRD = tope;           // Set timer period
    EPwm1Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0x0000; // Phase is 0
    EPwm1Regs.TBCTR = 0x0000;        // Clear counter
    // Setup TBCLK

```

```

EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up
EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Disable phase loading
EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = hdiv; // Clock ratio to SYSCLKOUT
EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = div; // Slow just to observe on
// Setup compare0
EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = S[0];
EPwm1Regs.CMPB.bit.CMPB = S[0];
// Set actions
EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR; // Set PWM2A on Zero
EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_SET; // Set PWM2A on Zero
EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CBD = AQ_CLEAR;
// Active Low complementary PWMs - setup the deadband // Generate INT on 3rd
event // Generate INT on 3rd event
// dephase
EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 1;
EPwm1Regs.TBCTL.bit.SWFSYNC = 1; // to make the pulses phase shifted

// Active Low complementary PWMs - setup the deadband
//
EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC ;
EPwm1Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
EPwm1Regs.DBRED.bit.DBRED = 10;
EPwm1Regs.DBFED.bit.DBFED = 10;
}

```

```

void InitEPwm2Example()
{

```

```

EPwm2Regs.TBPRD = tope; // Set timer period
EPwm2Regs.TBCTR = 0x0000; // Clear counter
// Setup TBCLK
EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Disable phase loading
EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = hdiv; // Clock ratio to SYSCLKOUT

```

```

EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = div;      // Slow just to observe on
// Setup compare0
EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = S2[0];
EPwm2Regs.CMPB.bit.CMPB = S2[0];
// Set actions
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;    // Set PWM2A on Zero
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_SET;      // Set PWM2A on Zero
EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CBD = AQ_CLEAR;
// dephase
EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 0;
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 0;
EPwm2Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0;
EPwm2Regs.TBCTL.bit.SWFSYNC = 1; // to make the pulses phase shifted

// Active Low complementary PWMs - setup the deadband
EPwm2Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC ;
EPwm2Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
EPwm2Regs.DBRED.bit.DBRED = 10;
EPwm2Regs.DBFED.bit.DBFED = 10;

}

```

## Anexos 2. Modelo matemático

### Modo de operación 1

En la Figura 18(a) se detalla el modo de operación 1, cuando el interruptor 2 y 3 del inversor están encendidos. Además, se detalla las ecuaciones diferenciales (sin pérdidas) de voltaje en el inductor, ecuación (8), (9), y corriente en el capacitor ecuación (10), (11).

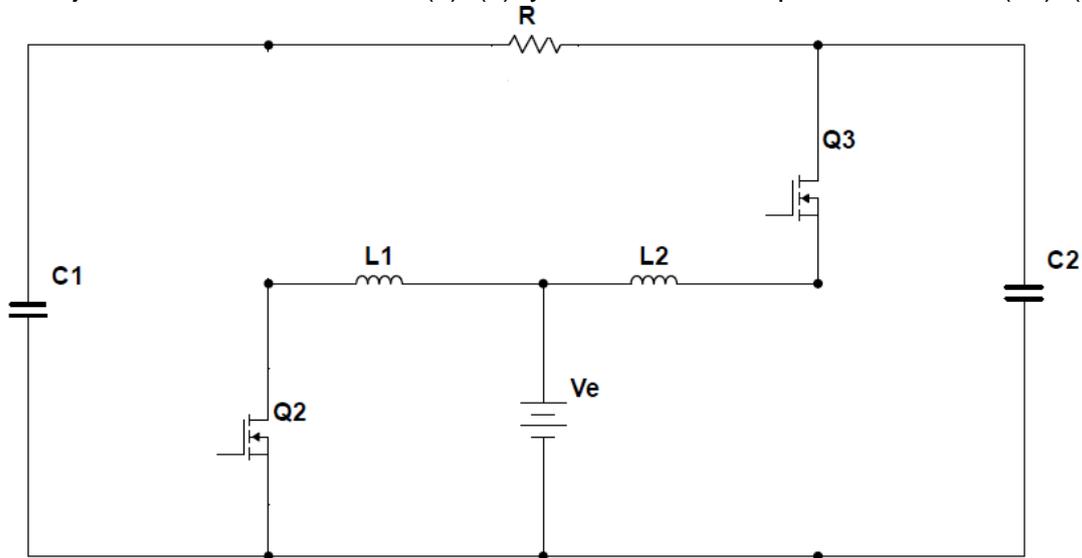


Figura 18(a). Modo de operación 1 (encendido)  
Fuente: (Gopal, Devaraj, Saha, & Poddar, 2018)

En la figura 18(b), se detalla el circuito equivalente en modo de operación 1

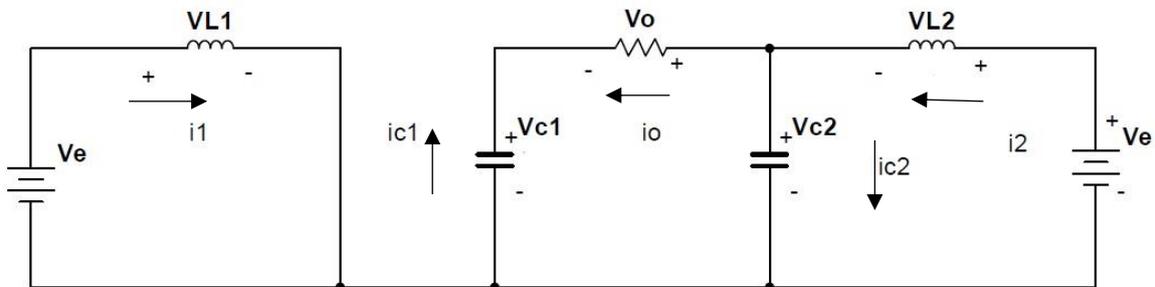


Figura 18(b). Circuito equivalente modo de operación 1

Una vez realizado en análisis del circuito, en modo de operación 1 se obtiene las siguientes ecuaciones diferenciales de voltajes en el capacitor

$$L \frac{di_1}{dt} = Ve \quad (8)$$

$$L \frac{di_2}{dt} = Ve - V_{c2} \quad (9)$$

A continuación, se detalla las ecuaciones de corrientes en el capacitor mostradas en las ecuaciones (10) y (11). (Gopal, Devaraj, Saha, & Poddar, 2018).

$$C \frac{dV_{C1}}{dt} = -\frac{V_o}{R} \quad (10)$$

$$C \frac{dV_{C2}}{dt} = i_2 - \frac{V_o}{R} \quad (11)$$

### Modo de operación 2

En la figura 19(a) se aprecia el modo de operación 2, cuando el interruptor 1 y 4 del inversor están encendidos. Conjuntamente se detalla las ecuaciones (sin pérdidas) del voltaje en la inductancia correspondiente a las ecuaciones (12), (13), y la corriente en el capacitor representada en las ecuaciones (14), (15).

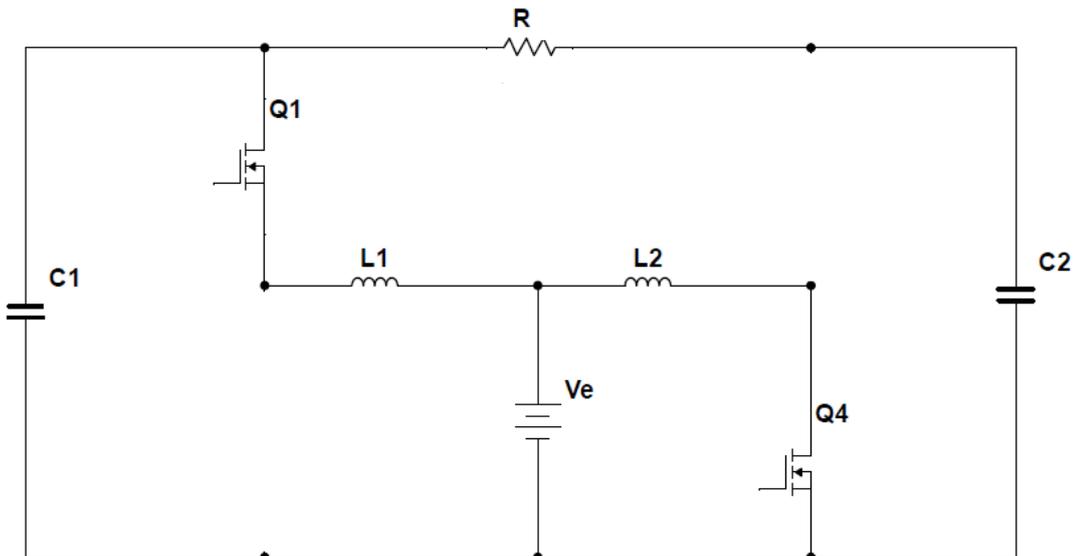


Figura 19(a). Modo de operación 2 (apagado)  
Fuente: (Gopal, Devaraj, Saha, & Poddar, 2018)

En la figura 19(b), se detalla el circuito equivalente del modo de operación 2

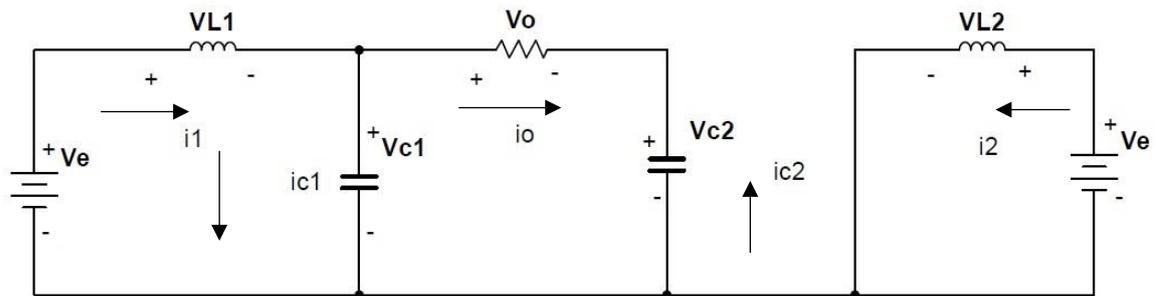


Figura 19(b). Circuito equivalente modo de operación 2

Una vez analizado el circuito en el modo de operación 2, se obtiene las ecuaciones diferenciales de voltaje en el capacitor y corriente en la inductancia, las mismas representadas en las ecuaciones (12) y (13). (Nahavandi, Roostaei, & Azizi, 2016)

$$L \frac{di_1}{dt} = V_e - V_{C1} \quad (12)$$

$$L \frac{di_2}{dt} = V_e \quad (13)$$

A continuación, se detallan las ecuaciones de corrientes en el capacitor mostradas en las ecuaciones (14) y (15). (Nahavandi, Roostaei, & Azizi, 2016).

$$C \frac{dV_{C1}}{dt} = i_1 - \frac{V_o}{R} \quad (14)$$

$$C \frac{dV_{C2}}{dt} = -\frac{V_o}{R} \quad (15)$$

Una vez conseguido las ecuaciones en los dos modos de operación, las ecuaciones (12), (13), (14), (15) son aquellas que nos sirven para unir ambos casos y así obtener las ecuaciones diferenciales en los dos modos de operación, correspondiente al voltaje en el inductor y corriente en el capacitor, mostradas en las ecuaciones (16)-(19).

Es necesario tomar en cuenta que la variable S representa al interruptor en sus respectivos estados, es decir encendido o apagado. (Bustos & Borrero, 2010)

$$L \frac{di_1}{dt} = V_e - V_{C1}(1 - S) \quad (16)$$

$$L \frac{di_2}{dt} = V_e - V_{C2} * S \quad (17)$$

$$C \frac{dV_{C1}}{dt} = i_1(1 - S) - \frac{V_o}{R} \quad (18)$$

$$C \frac{dV_{C2}}{dt} = -\frac{V_o}{R} + i_2 * S \quad (19)$$

Como resultado, las ecuaciones diferenciales de un inversor boost mostradas en las ecuaciones (16), (17), (18), (19) que representan los dos estados del circuito (encendido y apagado). Es decir, las ecuaciones que representan al sistema.

### **Modelado dinámico del inversor boost monofásico en malla abierta.**

En este apartado se procede a reemplazar la variable S (interruptor) por la variable D (duty cycle). (Bustos & Borrero, 2010).

$$\dot{L}i_1 = V_e - V_{C1}(1 - D) \quad (20)$$

$$\dot{L}i_2 = V_e - V_{C2} * D \quad (21)$$

$$C\dot{V}_{C1} = i_1(1 - D) - \frac{V_o}{R} \quad (22)$$

$$C\dot{V}_{C2} = -\frac{V_o}{R} + i_2 * D \quad (23)$$

## Modelo estático de un inversor boost monofásico en malla abierta

A partir de las ecuaciones del modelo dinámico es necesario obtener el modelo estático del sistema, analizando las ecuaciones de voltaje en el inductor y corriente en el capacitor en estado estable, esto nos permite realizar el dimensionamiento de los componentes del inversor como: inductores y capacitores. ( Priya, Valli, & Santhana Krishnan, 2019).

$$\bar{V}_{C1} = \frac{\bar{V}_e}{1-\bar{D}} \quad (24)$$

$$\bar{V}_{C2} = \frac{\bar{V}_e}{\bar{D}} \quad (25)$$

$$\bar{i}_1 = \frac{\bar{V}_o}{R(1-\bar{D})} \quad (26)$$

$$\bar{i}_2 = \frac{\bar{V}_o}{R\bar{D}} \quad (27)$$

Entonces se obtiene el voltaje de salida del inversor, que es igual a la diferencia de los voltajes de cada convertidor. (Bustos & Borrero, 2010). Mostrado en la ecuación (30).

$$\bar{V}_o = \bar{V}_{C1} - \bar{V}_{C2} \quad (28)$$

$$\bar{V}_o = \frac{\bar{V}_e}{1-\bar{D}} - \frac{\bar{V}_e}{\bar{D}} \quad (29)$$

$$\frac{\bar{V}_o}{\bar{V}_e} = \frac{2\bar{D}-1}{\bar{D}(1-\bar{D})} \quad (30)$$

Como siguiente paso se procede a linealizar a partir del modelo dinámico.

$$\widehat{L}i_1 = \dot{\widehat{V}}_e + \bar{V}_{C1} * \widehat{D} - \widehat{V}_{C1}(1 - \bar{D}) \quad (31)$$

$$\widehat{L}i_2 = \dot{\widehat{V}}_e + \bar{V}_{C2} * \widehat{D} - \widehat{V}_{C2} * \bar{D} \quad (32)$$

$$\widehat{C}v_{C1} = \frac{\bar{V}_o}{R} - \widehat{i}_1 * \bar{D} + \widehat{i}_1(1 - \bar{D}) \quad (33)$$

$$\widehat{C}v_{C2} = -\frac{\bar{V}_o}{R} + \widehat{i}_2 * \bar{D} + \widehat{i}_2 * \bar{D} \quad (34)$$

Las variables que poseen el símbolo  $\wedge$  en la parte superior son las pequeñas señales, que al sumarse éstas con las que se encuentran en estado estable, se obtiene como resultado las señales reales del sistema. Es necesario tomar en cuenta que al multiplicar dos pequeñas señales se aproxima a cero.  $\wedge * \wedge = 0$ . (Villegas Saiz, 2011).

Operando algebraicamente se obtiene como resultado las ecuaciones linealizadas mostradas en las ecuaciones (31), (32), (33), (34).

Finalmente se procede a realizar la transformada de Laplace a las ecuaciones linealizadas dando como resultado la Figura 20, nuestra función de transferencia de un inversor boost monofásico en malla abierta, representada en un diagrama de bloques.

Para hallar la función de transferencia del inversor, es necesario aplicar la transformada de Laplace a la ecuación (31), obteniendo la ecuación (36).

$$\mathcal{L}(L\dot{\hat{i}}_1 = \hat{V}_e + \overline{V_{C1}} * \hat{D} - \widehat{V_{C1}}(1 - \bar{D})) \quad (35)$$

$$i_1(s) = \frac{1}{LS} [V_e(s) + V_{C1}D(s) - V_{C1}(s)(1 - D)] \quad (36)$$

Se aplica la transformada de Laplace a la ecuación (32), obteniendo como resultado la ecuación (38).

$$\mathcal{L}(C\dot{\hat{v}}_{C1} = \frac{\widehat{V}_o}{R} - \bar{i}_1 * \hat{D} + \hat{i}_1(1 - \bar{D})) \quad (37)$$

$$V_{C1}(s) = \left[ \frac{1}{CS + (1-D)^2} \right] \left[ D(s)(V_{C1}(1 - D) - i_1LS) + V_e(s)(1 - D) - V_o(s)\left(\frac{LS}{R}\right) \right] \quad (38)$$

De la misma manera se aplica la transformada de Laplace a la ecuación (33), obteniendo la ecuación (40).

$$\mathcal{L}(L\dot{\hat{i}}_2 = \hat{V}_e + \overline{V_{C2}} * \hat{D} - \widehat{V_{C2}} * \bar{D}) \quad (39)$$

$$i_2(s) = \frac{1}{LS} [V_e(s) - V_{C2}D(s) - V_{C1}(s)D] \quad (40)$$

Igualmente, para poder hallar la función de transferencia del inversor es necesario obtener la transformada de Laplace a la ecuación (34), obteniendo la ecuación (42).

$$\mathcal{L}(C\dot{\hat{v}}_{C2} = \frac{-\widehat{V}_o}{R} - \bar{i}_2 * \hat{D} + \hat{i}_2D) \quad (41)$$

Despejando  $V_{C2}$  y reemplazando  $i_2$

$$V_{C2}(s) = \left[ \frac{1}{S^2LC + D^2} \right] \left[ -V_o(s)\left(\frac{LS}{R}\right) + D(s)(i_2LS - V_{C2}D) + V_e(s)(D) \right] \quad (42)$$

Operando algebraicamente las ecuaciones (36), (38), (40) y (42) como resultado la función de transferencia de un inversor boost monofásico en malla abierta, representada en el diagrama de bloques de la Figura 20.

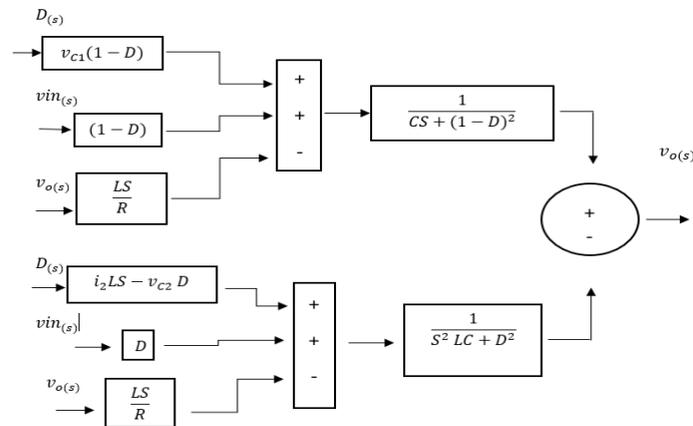


Figura 20. Función de transferencia del sistema representada en un diagrama de bloques

### Anexo 3. Dimensionamiento de componentes

#### Dimensionamiento del inductor

Para el dimensionamiento del inductor es necesario analizar el circuito cuando el interruptor está en S1, (encendido), para ello se toma como base la ecuación del voltaje en el inductor, teniendo en cuenta un rizado del 20%. La ecuación (43) es aquella que nos sirve para realizar el dimensionamiento de la inductancia, tomando en cuenta un ciclo de trabajo del 71%. (Mohan, Undeland, & Robbins, 2007).

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (43)$$

$$L = \frac{V_e * D}{\Delta i_1} \quad (44)$$

$$L = \frac{V_e * D}{f_{sw} * \Delta i_1} \quad (45)$$

Donde:

$$I_1 = \frac{V_o}{R(1-D)} \quad (46)$$

$$V_o = \frac{2D-1}{D(1-D)} * V_e \quad (47)$$

Reemplazando las ecuaciones (46), (47), se obtiene como resultado el valor de la inductancia representado en la ecuación (50), Los inductores en un inversor boost son simétricos, entonces  $L_1 = L_2$ .

$$V_o = \frac{2*(0,7)-1}{0,7(1-0,7)} * 100V = 190.4V \quad (48)$$

$$I_1 = \frac{190.4V}{70\Omega(1-0,7)} = 10.08A \quad (49)$$

$$L_1 = \frac{100*0,7}{24KHz*2.54A} = 1.3mH = L_2 \quad (50)$$

#### Dimensionamiento del capacitor

Del mismo modo, para dimensionar del capacitor es necesario analizar el circuito cuando el interruptor está en S=1 (encendido), para ello se toma como referencia la ecuación (51) que determina la corriente por el capacitor. Es necesario tomar en cuenta que el rizado del voltaje corresponde al 2%. (Mohan, Undeland, & Robbins, 2007)

$$i_c = C \frac{dV_{C1}}{dt} \quad (51)$$

$$C = \frac{i_c * DT}{\Delta V_{C1}} \quad (52)$$

$$C = \frac{i_o * DT}{\Delta V_{C1}} \quad (53)$$

$$C = \frac{I_o * D}{f_{sw} * \Delta V_{C1}} \quad (54)$$

Donde:

$$P_o = I_o * V_o \quad (55)$$

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (56)$$

$$V_{C1} = \frac{V_e}{1-D} \quad (57)$$

Reemplazando y despejando las ecuaciones (55), (56), (57), se obtiene el valor de la capacitancia, representado en la ecuación (60), los condensadores de este inversor son simétricos, entonces:  $C_1=C_2$ . (Mohan, Undeland, & Robbins, 2007)

$$I_o = \frac{300W}{190.4V} = 1,57A \quad (58)$$

$$V_{C1} = \frac{100V}{1-0,7} = 333.33V \quad (59)$$

$$C_1 = \frac{1,57A*0,7}{24KHz*6.66V} = 8.25\mu F = C_2 \quad (60)$$

### **Dimensionamiento de la carga (resistencia)**

Para hallar el valor de la carga resistiva nominal se usó la ecuación (61) mostrada a continuación. (Cardona , Calero, & Márquez, 2010).

$$R_{nom} = \frac{V_{orms}^2}{P_{nom}} = \frac{(120)^2}{200} = 70 \Omega \cong \quad (61)$$

Donde:

$v_{orms}$ : Voltaje de salida del inversor promedio

$P_{nom}$ : Potencia nominal del inversor

#### Anexo 4. Valores comerciales de capacitores, resistencia de potencia

En las tablas que se presenta a continuación se da a conocer los valores comerciales de capacitores, en donde se seleccionó un valor de 10uF, en el caso de la resistencia de potencia se usó un arreglo en paralelo entre dos cargas de 234Ω y 100Ω.

<b>VALORES COMERCIALES DE CONDENSADORES Y RESISTENCIAS</b>									
<b>CONDENSADORES</b> Cerámicos / Poliéster				<b>CONDENSADORES</b> Electrolíticos			<b>RESISTENCIAS</b> Valores más comunes		
Código	pF	nF	uF	uF			Ohms		
105K	1000000	1000	1,00	100000			10M Ω		
824K	820000	820	0,82	82000			8M2 Ω		
804K	800000	800	0,80	68000			6M8 Ω		
704K	700000	700	0,70	56000			5M6 Ω		
684K	680000	680	0,68	47000			5M1 Ω		
604K	600000	600	0,60	33000			4M7 Ω		
564K	560000	560	0,56	22000			3M9 Ω		
504K	500000	500	0,50	12000			3M3 Ω		
474K	470000	470	0,47	10000			2M7 Ω		
404K	400000	400	0,40	8200			2M2 Ω		
394K	390000	390	0,39	6800			1M8 Ω		
334K	330000	330	0,33	5600			1M5 Ω		
304K	300000	300	0,30	4700			1M2 Ω		
274K	270000	270	0,27	3300			1 MΩ		
254K	250000	250	0,25	2200			820 KΩ		
224K	220000	220	0,22	1200			680 KΩ		
204K	200000	200	0,20	1000			560 KΩ		
184K	180000	180	0,18	820			510 KΩ		
154K	150000	150	0,15	680			470 KΩ		
124K	120000	120	0,12	560			390 KΩ		
104K	100000	100	0,10	470			330 KΩ		
823K	82000	82	0,082	330			270 KΩ		
803K	80000	80	0,080	220			220 KΩ		
703K	70000	70	0,070	120			180 KΩ		
683K	68000	68	0,068	100			150 KΩ		
603K	60000	60	0,060	82			120 KΩ		
563K	56000	56	0,056	68			100 KΩ		
503K	50000	50	0,050	56			82 KΩ		
473K	47000	47	0,047	47			68 KΩ		
403K	40000	40	0,040	33			56 KΩ		
393K	39000	39	0,039	22			51 KΩ		
333K	33000	33	0,033	12			47 KΩ		
303K	30000	30	0,030	10			39 KΩ		
273K	27000	27	0,027	8,2			33 KΩ		
253K	25000	25	0,025	6,8			27 KΩ		
223K	22000	22	0,022	5,6			22 KΩ		
203K	20000	20	0,020	4,7			18 KΩ		
183K	18000	18	0,018	3,3			15 KΩ		
153K	15000	15	0,015	2,2			12 KΩ		
123K	12000	12	0,012	1,2			10 KΩ		
103K	10000	10	0,010	1			8K2 Ω		
822K	8200	8,2	0,0082	0,82			6K8 Ω		
802K	8000	8,0	0,0080	0,68			5K6 Ω		
702K	7000	7,0	0,0070	0,56			5K1 Ω		
682K	6800	6,8	0,0068	0,47			4K7 Ω		

Fuente: (Hernández, 2015)

## Anexo 5. Hoja de datos técnicos de dispositivos MOSFET y capacitor usado.



**FAIRCHILD**  
SEMICONDUCTOR



November 2013

### FDP19N40

#### N-Channel UniFET™ MOSFET

400 V, 19 A, 240 mΩ

#### Features

- $R_{DS(on)} = 200\text{ m}\Omega$  (Typ.) @  $V_{GS} = 10\text{ V}$ ,  $I_D = 9.5\text{ A}$
- Low Gate Charge (Typ. 32 nC)
- Low  $C_{rss}$  (Typ. 20 pF)
- 100% Avalanche Tested
- Improved dv/dt Capability
- RoHS Compliant

#### Applications

- Lighting
- Uninterruptible Power Supply
- AC-DC Power Supply

#### Description

UniFET™ MOSFET is Fairchild Semiconductor's high voltage MOSFET family based on planar stripe and DMOS technology. This MOSFET is tailored to reduce on-state resistance, and to provide better switching performance and higher avalanche energy strength. This device family is suitable for switching power converter applications such as power factor correction (PFC), flat panel display (FPD) TV power, ATX and electronic lamp ballasts.



#### MOSFET Maximum Ratings

$T_C = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	FDP19N40	Unit
$V_{DS}$	Drain to Source Voltage	400	V
$V_{GS}$	Gate to Source Voltage	$\pm 30$	V
$I_D$	Drain Current	- Continuous ( $T_C = 25^\circ\text{C}$ )	19
		- Continuous ( $T_C = 100^\circ\text{C}$ )	11.4
$I_{DM}$	Drain Current	- Pulsed (Note 1)	76
$E_{AS}$	Single Pulsed Avalanche Energy	(Note 2)	542
$I_{AR}$	Avalanche Current	(Note 1)	19
$E_{AR}$	Repetitive Avalanche Energy	(Note 1)	21.5
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt	(Note 3)	15
$P_D$	Power Dissipation	( $T_C = 25^\circ\text{C}$ )	215
		- Derate Above $25^\circ\text{C}$	1.65
$T_J, T_{STG}$	Operating and Storage Temperature Range	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
$T_L$	Maximum Lead Temperature for Soldering, 1/8" from Case for 5 Seconds	300	$^\circ\text{C}$

#### Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	FDP19N40	Unit
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction to Case, Max.	0.6	$^\circ\text{C}/\text{W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient, Max.	62.5	

## Anexo 6. Manual de usuario

**UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE**  
**FACULTAD DE INGENIERIA EN CIENCIAS APLICAS**  
**INGENIERIA EN MANTENIMIENTO ELÉCTRICO**



## GUÍA DE USUARIO Y MANTENIMIENTO DEL PROTOTIPO DE INVERSOR BOOST MONOFÁSICO EN MALLA ABIERTA



## **SOBRE EL MANUAL**

### **Objetivo:**

Este manual describe el proceso para poner en funcionamiento el prototipo, y la solución de posibles problemas que se pudieran presentar en el mismo, además presentar una guía de mantenimiento del inversor.

Lea detenidamente este manual antes de manipular el dispositivo.

### **Instrucciones de seguridad**



**ATENCIÓN: Este capítulo contiene importantes instrucciones de seguridad y funcionamiento. Lea y conserve el manual.**

1. Antes de usar el equipo, use equipos de protección como: mandil, gafas de protección y guantes de manejo.
2. En caso de que exista polvo en el dispositivo limpiar antes de manipular los elementos.
3. Asegúrese de obtener los equipos de medición necesarios antes de encender el dispositivo como: osciloscopio, sonda de prueba diferenciales, multímetro, sonda de corriente.
4. Ser muy cuidado al manejar herramientas metálicas cerca de la fuente de alimentación.
5. Tenga cuidado de no confundir la entrada de alimentación con la salida del inversor.

### **Introducción**

El prototipo de inversor boost monofásico en malla abierta tiene como objetivo convertir corriente directa DC en corriente alterna AC, con su característica especial de acondicionar el voltaje de entrada DC. Este dispositivo se puede conectar cualquier tipo de carga alterna, hasta un máximo de **200W**.

### **Características**

- Inversor boost de onda senoidal pura con baja distorsión armónica.
- Alimentación 100 voltios DC.
- Frecuencia de conmutación 24KHz
- Frecuencia de salida 60Hz
- Voltaje de salida 120Vrms, 170Vp.

## 1. Elementos y conexiones del dispositivo

En este apartado se describe los elementos y las conexiones para poner el funcionamiento al inversor boost monofásico en malla abierta, con el objetivo de que la persona que manipule el dispositivo obtenga conocimiento de este.

### 1.1. Elementos del inversor

En la Figura 1, se muestra las partes que conforman al inversor boost monofásico en malla abierta.

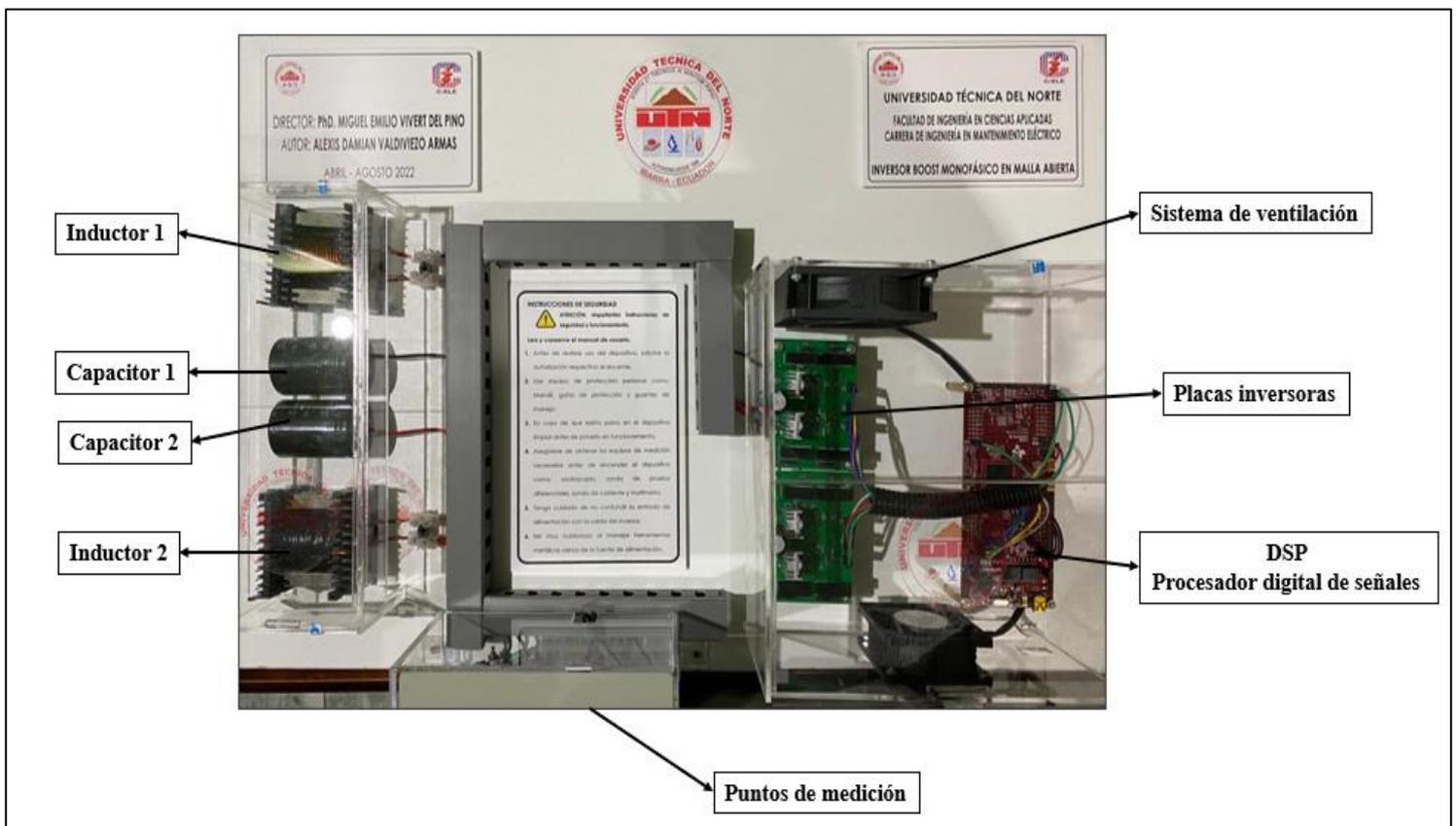


Figura 1. Elementos que conforman un inversor boost monofásico en malla abierta.

Un inversor boost monofásico en malla abierta está compuesto por dos etapas: etapa de modulación y etapa de potencia. En la etapa de modulación se tiene como componente principal al procesador digital de señales DSP modelo LAUNCHXL F2839XD de Texas Instruments. En la etapa de potencia el componente principal son las placas inversoras, que están formadas por 2 capacitores electrolíticos de 10uF, 4 interruptores de potencia MOSFET modelo FDP19N49, reguladores de voltaje y optoacopladores que separan la etapa de modulación con la de potencia. Además, se hace uso de 2 inductores

de 1.3mH cada uno, y 2 capacitores conectados en serie de 4700uF cada uno. Finalmente, la parte de borneras de conexión.

A continuación, se detalla cada uno de los elementos que forman a un inversor boost.

- **DSP Procesador digital de señales LAUNCHXL F2839XD**

Es el encargado de generar señales de modulación hacia las placas inversoras, exactamente a los interruptores de potencia MOSFETs.

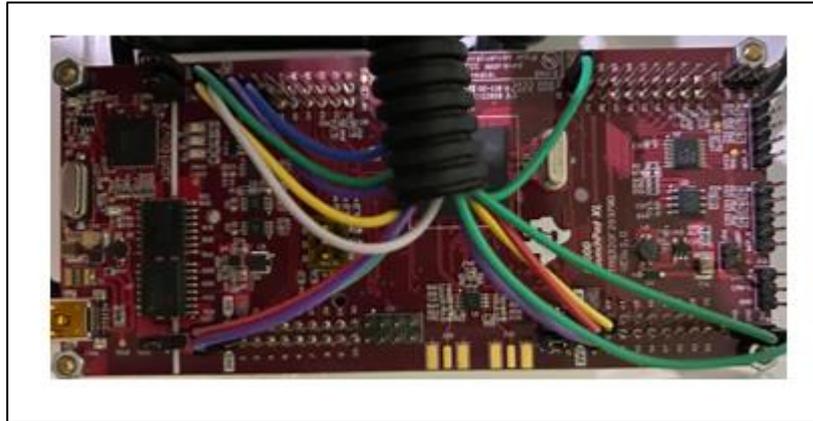


Figura 2. Procesador digital de señales

- **Placas inversoras**

Aquellas placas que reciben las señales de modulación del procesador digital de señales, está formado por 4 MOSFETs, 2 capacitores electrolíticos de 10uF, reguladores de voltaje, optoacopladores. En la Figura 3 se muestra las placas inversoras.

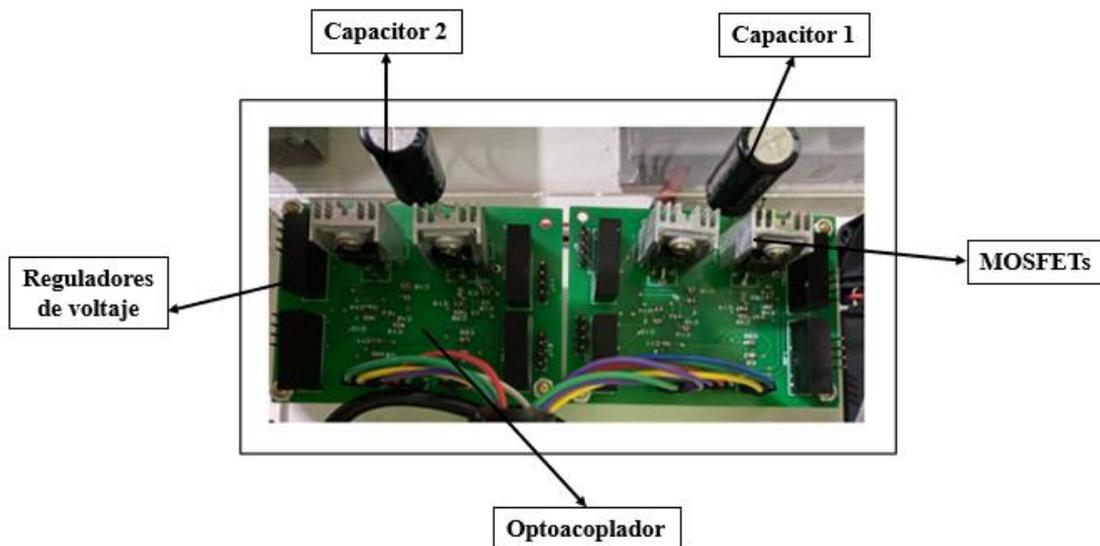


Figura 3. Placas inversoras

- **Inductores**

El inversor boost está formado por la unión de dos convertidores DC-DC tipo boost, cuyo componente principal es un inductor, que almacena energía en forma de campo magnético para elevar la tensión en la salida.



Figura 4. Inductor 1.3mH

- **Capacitores**

Se colocó dos capacitores en serie de 4700uF como parte del inversor, para poder filtrar el voltaje suministrado por la fuente, ya que la fuente brinda un voltaje con un porcentaje de contaminación.



Figura 5. Capacitores electrolíticos de 4700uF

- **Sistema de ventilación**

Para poder disipar el calor producido en las placas inversoras, con la ayuda de pasta térmica se ha colocado disipadores de calor, para evitar el calentamiento excesivo en los MOSFET, además se colocó ventilación por aire para mayor eficiencia en temperatura.

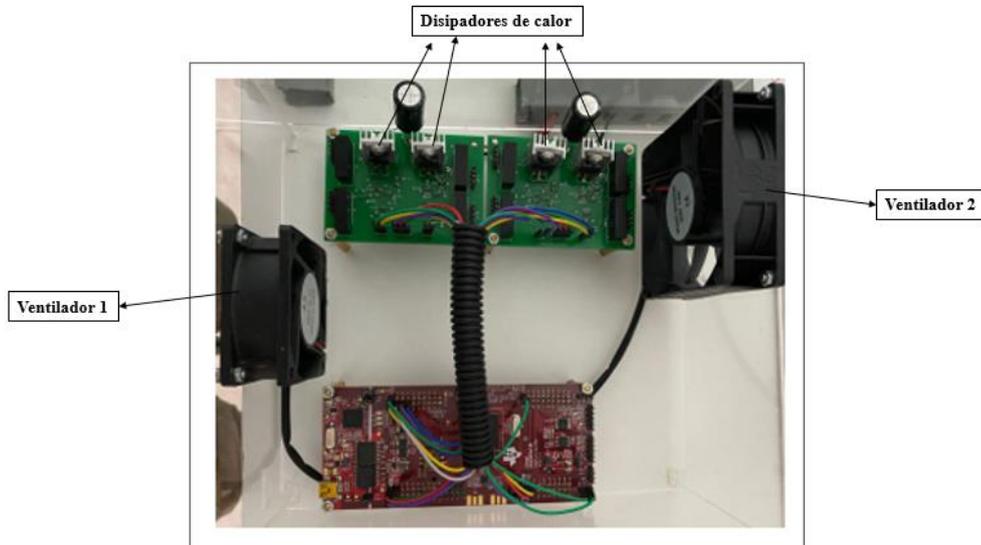


Figura 6. Sistema de ventilación del inversor boost

- **Puntos de medición**

Son aquellas borneras que hacen más didáctico al inversor, permite observar las formas de onda proporcionadas por el inversor, como en voltaje de salida, y el voltaje en los capacitores, además se encuentran las borneras de alimentación del inversor con su respectivo interruptor. Recuerde que el color rojo es positivo, y el color negro negativo.

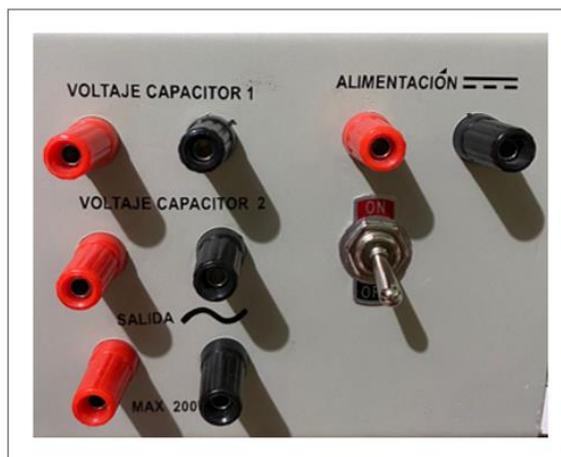


Figura 7. Puntos de medición

## 1.2. Diagrama de conexión del inversor boost

En la Figura 8, se muestra el diagrama de conexión del inversor, tanto como la etapa de modulación, como la etapa de potencia, el color de cable en la etapa de modulación es el mismo color de cable con el que está conectado. Además, se observa cómo realizar a conexión de la etapa de potencia.

En caso de desmontar el dispositivo, solicite la autorización respectiva y guíese por el diagrama de conexión.

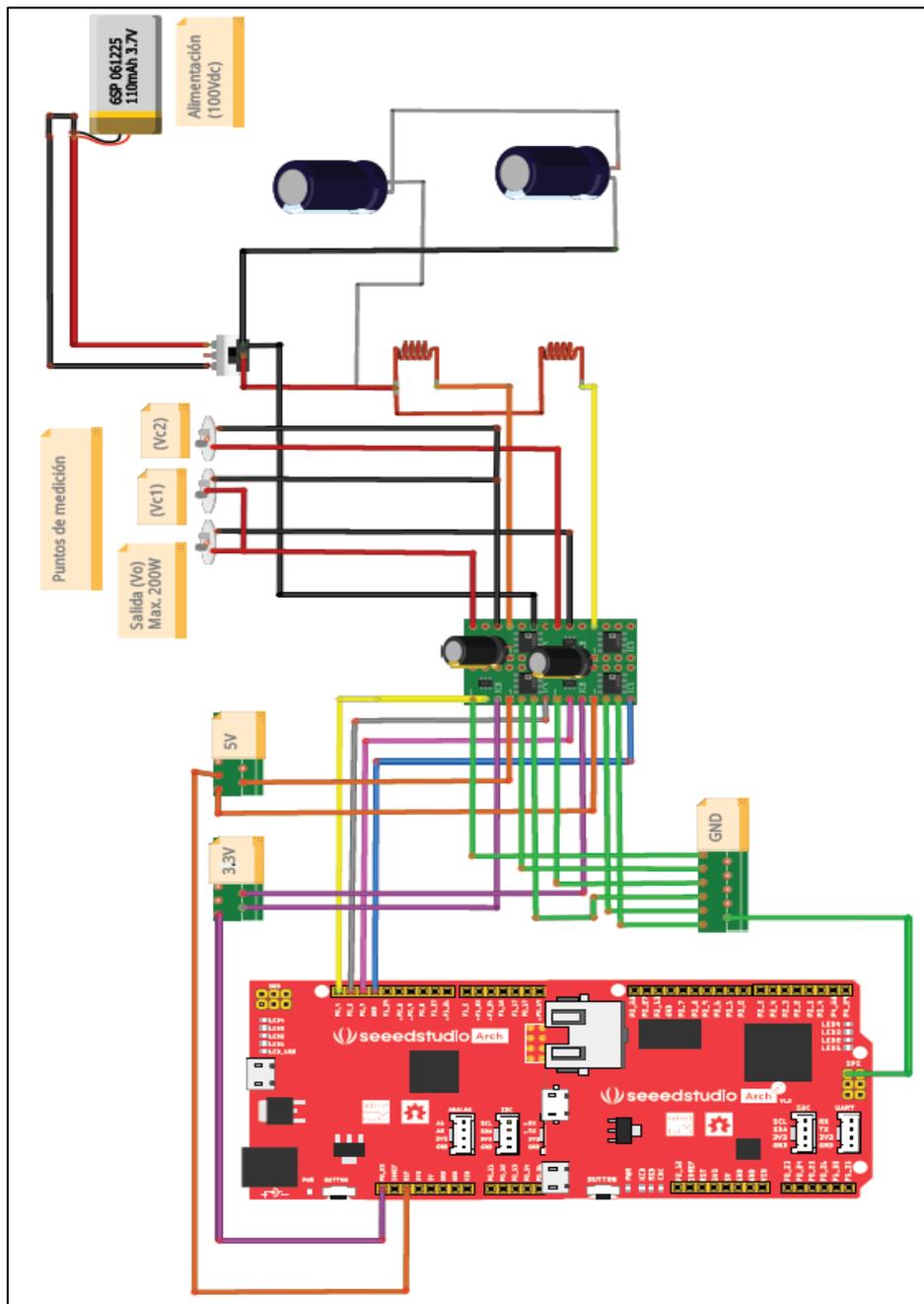


Figura 8. Esquema de conexión del inversor boost

En la Tabla N°1 se muestra en color de cables usados para la conexión del inversor boost

Tabla N°1. Código de colores usados en la implementación del inversor boost

<b>Etapas de modulación</b>	
<b>Tipo de conexión</b>	<b>Color</b>
5V	Naranja
3.3V	Morado
GND	Verde
Modulación MOSFET 1	Amarillo
Modulación MOSFET 2 (Negado)	Gris
Modulación MOSFET 3	Morado
Modulación MOSFET 4(Negado)	Azul
<b>Etapas de potencia</b>	
Voltaje capacitor 1	Rojo (+) Negro (-)
Voltaje capacitor 2	Rojo (+) Negro (-)
Salida	Rojo (+) Negro (-)
Inductor 1	Rojo (+) Naranja (-)
Inductor 2	Rojo (+) Amarillo (-)
Alimentación	Rojo (+) Negro (-)

### 1.3. Puesta en marcha del inversor

En esta sección se da a conocer cómo poner en funcionamiento al inversor, además de realizar sus respectivas pruebas.

- a. Antes de alimentar la etapa de potencia, es necesario enviar las señales de modulación hacia las tarjetas inversoras. Para ello es necesario tener instalado en ordenador el Software Code Composer Studio, que ayudará a subir la programación al procesador digital de señales.
  - Para ello se procede a instalar el software de la página web de Texas Instruments <https://www.ti.com/tool/download/CCSTUDIO/12.0.0> la instalación es sencilla, con tan solo dar siguiente en todas las ventanas la instalación será exitosa.
  - Una vez instalado el programa en el ordenador se procede a abrir la aplicación, en la sección Project Explorer se encuentra el programa.

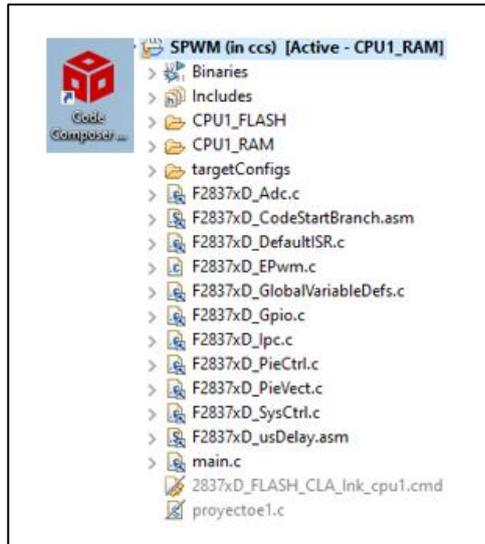


Figura 9. Apertura de software Code Composer

- El siguiente paso es revisar el código de programación y conectar el ordenador a la DSP, posteriormente dar al botón Build para compilar, debug para subir el programa después de un momento se procede a dar play a la programación.

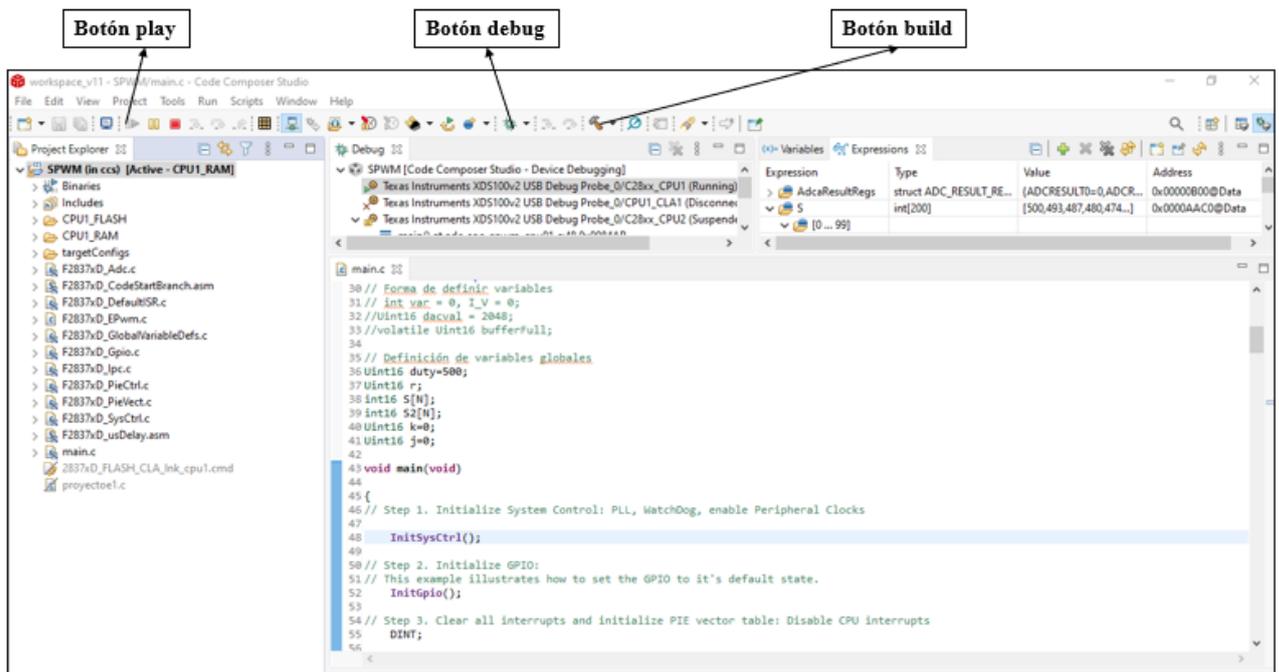


Figura 10. Ventana de trabajo del software Code Composer

- Antes de poner en funcionamiento, verificar que exista tensión en el tomacorriente donde se va a conectar la fuente de alimentación.
- Verificar el que interruptor del inversor este apagado. Fig. 7.
- Una vez realizado los pasos anteriores, conectar la fuente de alimentación y subir el voltaje de 100V, con el interruptor del inversor apagado.

- e. Finalmente se coloca al inversor la posición on (encendido), y el inversor estará funcionando es normal que se presente un sonido agudo en los inductores, este sonido es debido a la corriente que atraviesan por ellos.

#### 1.4. Pruebas de funcionamiento del inversor

En este apartado se indica el procedimiento a seguir para realizar pruebas de funcionamiento del inversor, es necesario usar un osciloscopio y sondas de prueba diferenciales, la configuración de las sondas diferenciales debe estar a escala x500 y la escala del osciloscopio debe estar x1000, entonces las medidas mostradas en el osciloscopio serán divididas entre dos excepto la frecuencia.

- Entonces, una vez el prototipo en funcionamiento, colocar las sondas diferenciales en las borneras de medición, dependiendo de la forma de onda que se desee observar

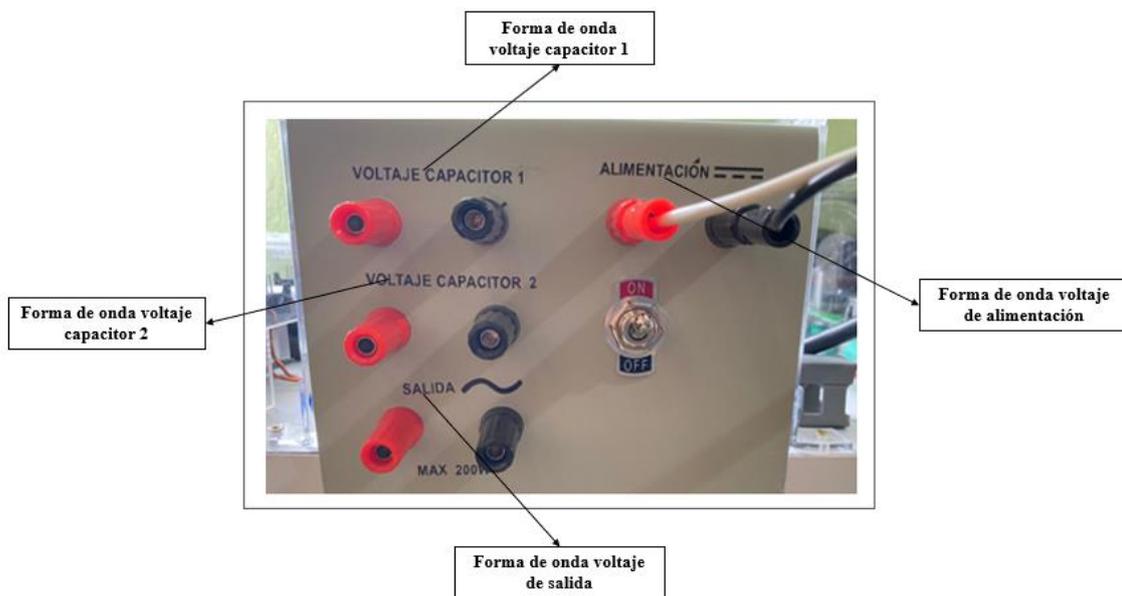


Figura 11. Mediciones de voltaje en los distintos bornes

- Para realizar medición de corriente, es necesario usar pinza de corriente para osciloscopio, para ello es necesario configurar la pinza en escala de 100mV, y la escala del osciloscopio x1. Para realizar perturbaciones en la carga del inversor usar dos cargas de distinto valor de impedancia, conectarlas en paralelo, y con la ayuda de un interruptor conmutar las cargas.

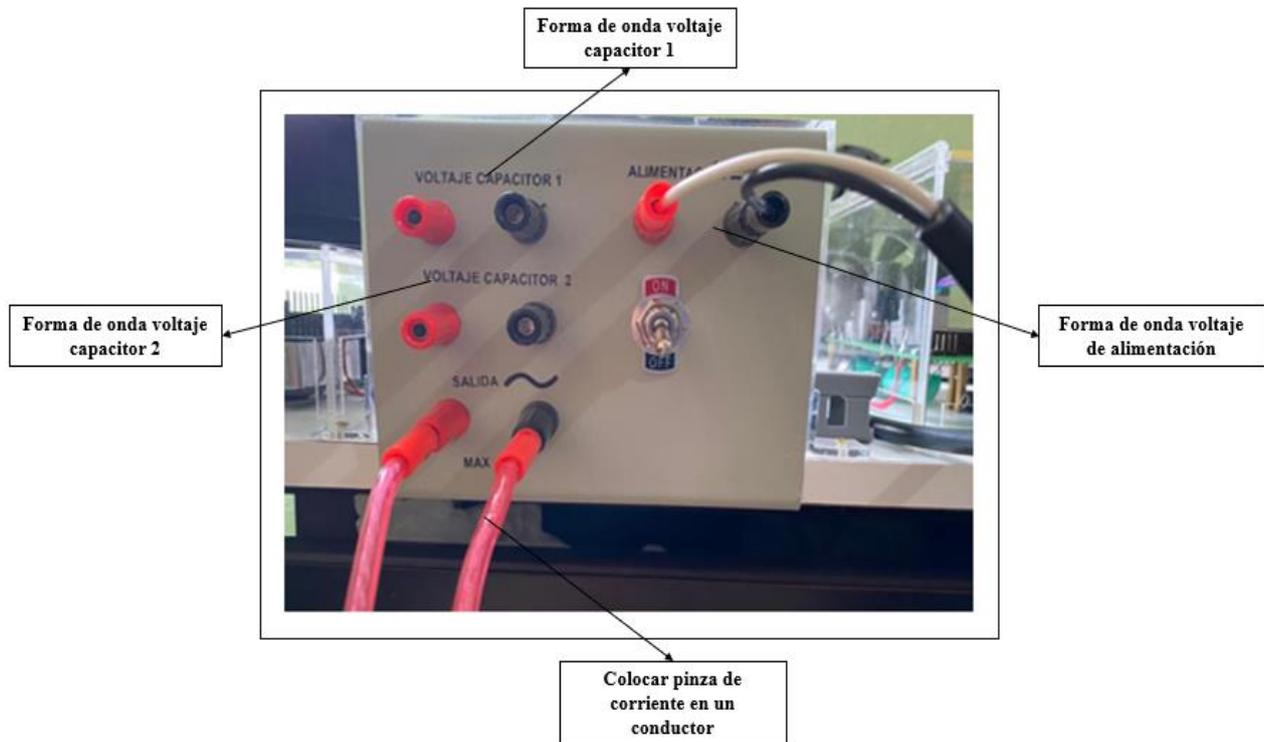


Figura 12. Medición de corriente de salida

- Una vez concluida las pruebas se procede a desconectar la fuente de alimentación, y desconectar la DSP del ordenador.

### 1.5. Mantenimiento del inversor boost monofásico en malla abierta

El mantenimiento y reparación deben ser supervisados por el docente encargado, esto con el fin de evitar daños irreparables en el inversor.

En este manual se describe los pasos a realizar para el mantenimiento preventivo y correctivo del inversor para así prolongar la vida útil del mismo.

- **Mantenimiento preventivo**

El mantenimiento preventivo es aquel que se realiza de manera anticipada, con el fin de prevenir daños en los equipos.

- a. **Plan de mantenimiento preventivo**

Revisar que el dispositivo no tenga exceso de partículas de polvo, tanto en el exterior como en el interior del dispositivo. Para ello se elabora una tabla donde se puede observar las acciones a realizar.

Tabla N°1. Plan de mantenimiento preventivo

	<b>Plan de mantenimiento preventivo Inversor boost monofásico en malla abierta</b>		
<b>Actividad para realizar</b>	<b>Herramienta</b>	<b>Tiempo</b>	<b>Detalle</b>
Limpieza externa	Brocha, paño microfibra	Cada mes	Limpieza de partículas en acrílico.
Examen visual	Visual	Cada mes	Verificar buen estado de acrílicos.
Limpieza DSP	Brocha, alcohol isopropílico	Cada 3 meses	Limpiar impurezas en la DSP
Limpieza placas inversoras	Brocha, alcohol isopropílico	Cada 3 meses	Limpiar impurezas (polvo) en placas inversoras.
Limpieza y reajuste en borneras de conexión	Brocha (destornillador plano)	Cada 3 meses	Limpieza de impurezas y reajuste de tornillos.
Limpieza y reajuste en puntos de medición	Microfibra, (racha dado N°10)	Cada 3 meses	Ajuste de tuercas en puntos de medición.
Limpieza de sistema de ventilación	Brocha	Cada 3 meses	Limpiar impurezas en aspas de ventilador (no usar aire comprimido)
Limpieza en inductores y capacitores	Brocha	Cada 3 meses	Limpiar polvo en bornes de conexión.
Medición de continuidad	Multímetro	Cada 3 meses	Medir continuidad en cada uno de los conductores del dispositivo tanto de modulación como de potencia.

- **Mantenimiento correctivo**

Es aquel mantenimiento donde se realiza, tareas técnicas, destinadas a corregir fallas en el dispositivo, en el caso que no trabaje con normalidad.

- a. **Plan de mantenimiento correctivo**

Cuando el dispositivo dejó de funcionar inesperadamente, o existió una falla provocada por la persona que manipula el inversor, es necesario reemplazar algunos componentes del inversor que se detallan en la Tabla N°2.

Tabla N°2 Plan de mantenimiento correctivo

	<b>Plan de mantenimiento correctivo Inversor boost monofásico en malla abierta</b>		
<b>Actividad para realizar</b>	<b>Herramienta</b>	<b>Tiempo</b>	<b>Detalle</b>
Reemplazo de MOSFET FDP19N40	Estación de soldadura, estaño	Cuando ocurra la falla	Si un MOSFET no realiza el trabajo de modular, revisar el voltaje $V_{gs}$ , en caso de no modular reemplazarlo.
Reemplazo optoacoplador UCC5320	Estación de soldadura, estaño	Cuando ocurra la falla	En caso de provocar un corto circuito, este optoacoplador suele dañarse, ya que separa la etapa de modulación con la de potencia.
Reemplazo de capacitores ECR-3C15 (10uF,450V).	Estación de soldadura, estaño.	Cuando curra la falla	Si un capacitor explota o se daña reemplazarlo por uno de iguales especificaciones.

## 1.6. Recomendaciones

- Para realizar perturbaciones en el voltaje de entrada, es necesario colocar una resistencia y un interruptor en paralelo, en el cable positivo de alimentación. La resistencia por colocar deberá ser calculada con anterioridad para determinar la caída de voltaje requerida. En la Figura 13 se muestra cómo realizar el cambio el voltaje.

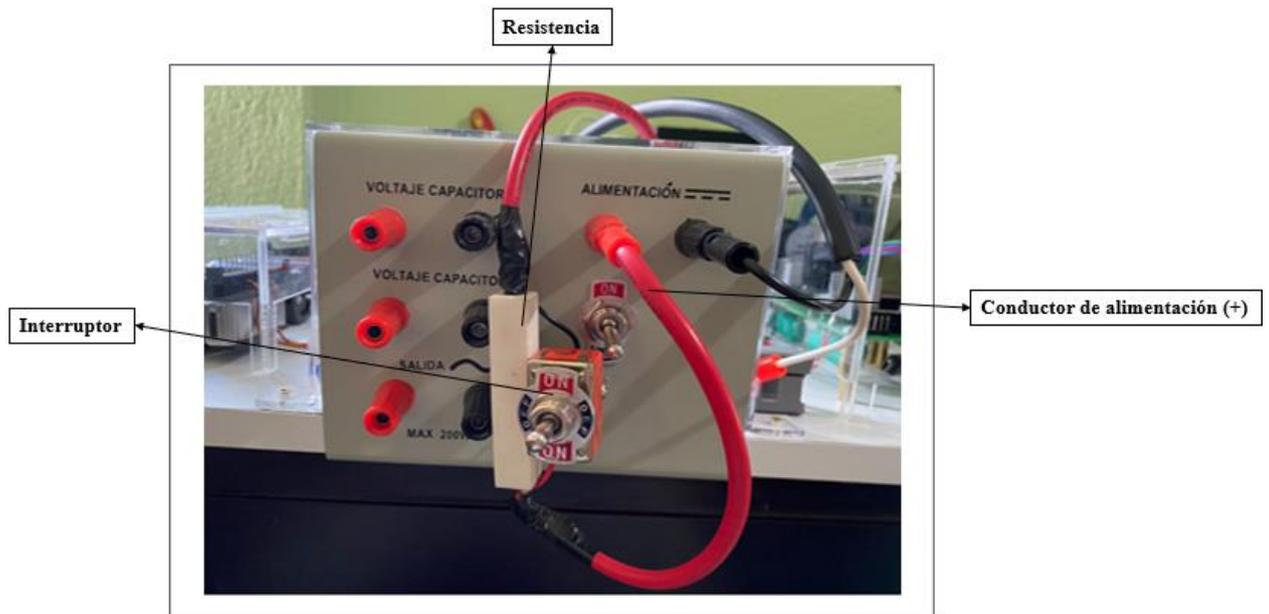


Figura 13. Conexión para realizar cambio en voltaje de entrada

- De la misma manera, para realizar una perturbación en la carga del inversor, es necesario colocar dos resistencias en paralelo, y con la ayuda de un interruptor se podrá conmutar las dos cargas. La resistencia debe ser  $\geq 70\Omega$  en cuenta que la potencia máxima del inversor es 200W. En la Figura 14 se muestra cómo realizar el cambio en la corriente de salida.

Todas estas pruebas deben estar supervisadas por el docente encargado, ya que se maneja altos niveles de voltaje y corriente, para así evitar daños en el dispositivo.

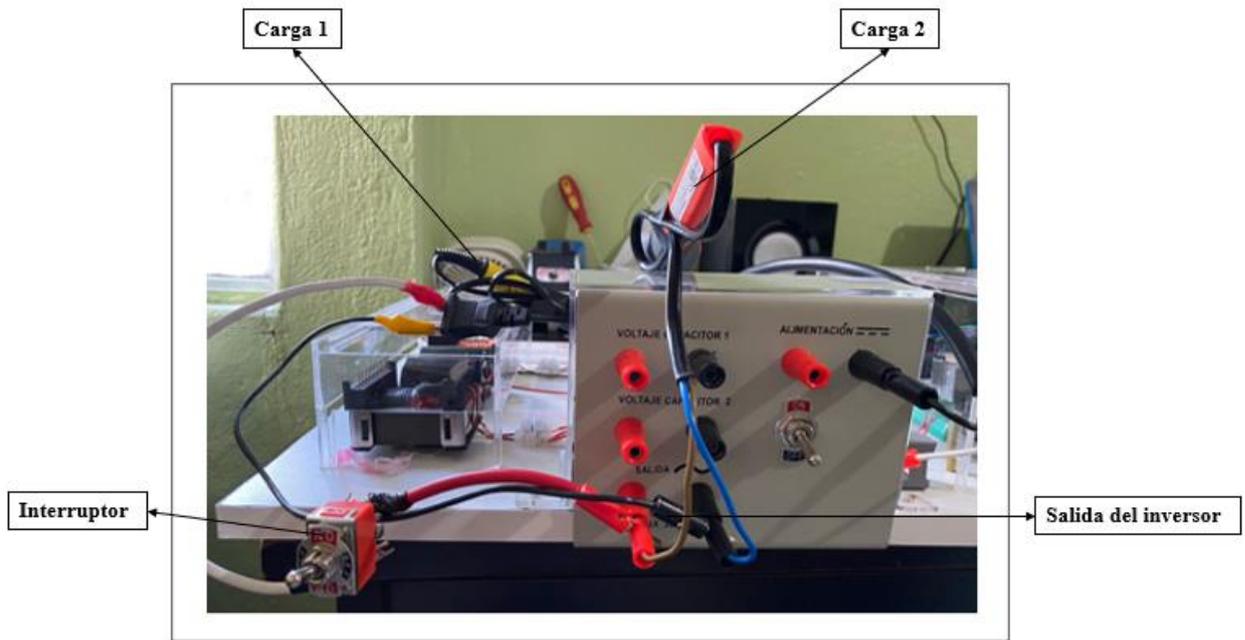


Figura 14. Conexión para realizar perturbación en la carga