UNIVERSIDAD DE LAS AMÉRICAS PUEBLA

Escuela de Ingenierías

Departamento de Computación, Electrónica y Mecatrónica

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONVERTIDOR DC BIDIRECCIONAL PARA APLICACIÓN FOTOVOLTAICA

Tesis que, para completar los requisitos del Programa de Honores presenta el estudiante

Nicolas Popma Vivar

161635

Ingeniería Mecatrónica

Asesor de Proyecto:

Dr. Pedro Bañuelos Sánchez

San Andrés Cholula, Puebla. Otoño 2022

Hoja de firmas

Tesis que, para completar los requisitos del Programa de Honores presenta el estudiante Nicolas Popma Vivar, con ID 161635

Director de Tesis

Pedro Bañuelos Sánchez

Presidente de Tesis

José Luis Vázquez González

Secretario de Tesis

Roberto Rosas Romero

Dedicatoria

A mis padres, por siempre darme lo necesario para salir adelante y desarrollarme como una persona íntegra y feliz. Estoy eternamente agradecido con ustedes por todas las lecciones de vida que me han dado, y porque sin ustedes y su apoyo no estaría donde estoy actualmente.

A mi pareja, que ha estado conmigo a través de todo este viaje y me impulsa a ser mejor cada día. Que sigamos creciendo como personas, tal y como lo hemos hecho en estos años.

A mis amigos, por hacer de la carrera un trayecto alegre y lleno de nuevas experiencias, con risas y corajes pero siempre lado a lado.

Gracias por todo.

Índice

Capítulo 1: Introducción 5
1.1 Antecedentes 5
1.2 Planteamiento de problema 6
1.3 Justificación del proyecto 7
1.4 Objetivos del proyecto 8
Capítulo 2: Marco teórico 9
2.1 Energía fotovoltaica 9
2.2 Conceptos de electrónica y potencia 14
2.3 Circuitos de conversión DC-DC 19
2.4 Convertidores bidireccionales (BDC) 23
Capítulo 3: Análisis matemático de circuitos 27
3.1 Análisis de circuito BDC 27
3.2 Análisis de circuito BDC simplificado (*boost*) 35
Capítulo 4: Simulaciones de convertidores BDC 44
4.1 Simulaciones de convertidor BDC 44
4.2 Simulaciones de convertidor BDC simplificado (*boost*) 60
Capítulo 5: Implementación y experimentación del circuito BDC boost 69
5.1 Selección de componentes pasivos y activos 69
5.2 Construcción de inductor de potencia 70
5.3 Construcción de circuito de control y potencia 75
Capítulo 6: Resultados y Discusión 85
Capítulo 7: Conclusiones y Recomendaciones 95
7.1 Conclusiones 95
7.2 Recomendaciones 96
7.3 Trabajo a futuro 96
Bibliografía 98
Anexos 103

Capítulo 1: Introducción

1.1 Antecedentes

Los orígenes de la energía fotovoltaica se remontan al siglo XIX cuando el físico francés Alexandre Edmond Becquellar demostró por primera vez el efecto fotoeléctrico. Sin embargo, no fue hasta que Albert Einstein realizó la teoría detrás del fenómeno, ganando así el premio Nobel por física en 1921 (Sabas, 2019). Los sistemas fotoeléctricos de esta década no producían la suficiente energía para ser aprovechados en lo más mínimo, e incluso el primer panel solar moderno, creado en los laboratorios Bell en 1954, tenía un costo demasiado elevado para ser utilizado de forma comercial. Esto no detuvo al ejército de los Estados Unidos de América de financiar el desarrollo de sistemas fotovoltaicos con aplicación en satélites en conjunto con un sistema de baterías químicas (California Solar Center, 2015).

Desde ese entonces, el apoyo para el desarrollo de tecnología fotovoltaica ha venido tanto de sectores gubernamentales como privados, con la finalidad de proveer energía eléctrica limpia a un precio que pueda competir con la generación eléctrica convencional (carbón y gas).

En términos de la electrónica de potencia, sus orígenes se remontan a la invención del primer rectificador de arco de mercurio en 1902 por el inventor Peter Cooper Hewitt. Años después, dispositivos tales como los rectificadores de tubos de cátodo-caliente y el triodo termiónico dieron lugar a la creación del transistor moderno, fabricado de materiales semiconductores (inicialmente germanio, seguido de silicio). En la década de 1970, los modernos MOSFET y BJT aparecieron de forma comercial (Bose, 2014).

1.2 Planteamiento de problema

Los sistemas modernos de energía fotovoltaica tienen como finalidad el complemento de la red eléctrica para la reducción de costos de energía. La Figura 1.1 muestra un diagrama de la implementación actual de un sistema fotovoltaico para aplicación residencial.

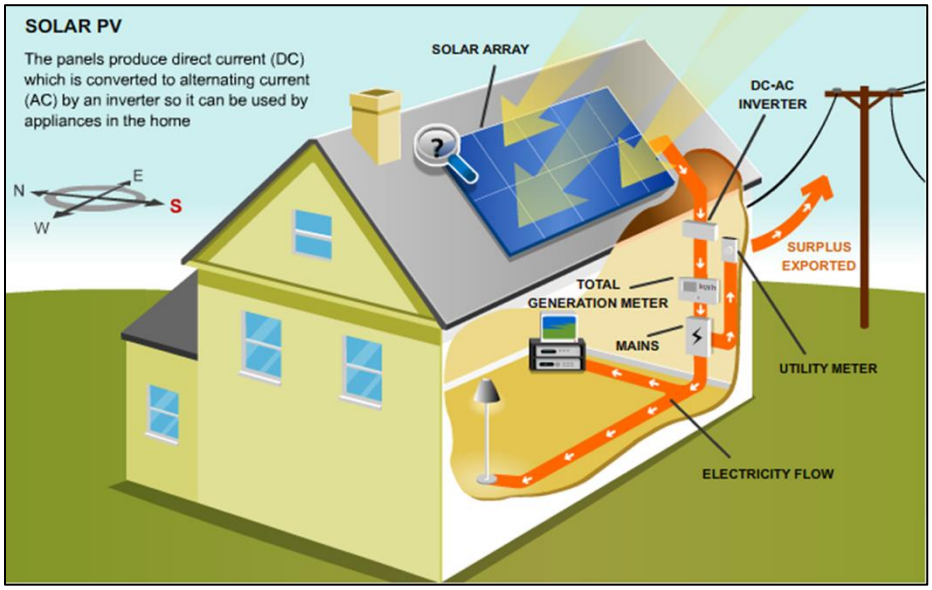

Figura 1.1: instalación fotovoltaica actual en residencia (Somerset Renewables, 2020)

Sin embargo, las condiciones climáticas no siempre permiten el constante uso del panel solar. Por ello, la implementación de baterías en sistemas PV es de vital importancia. Los convertidores bidireccionales DC-DC (BDC) permiten tanto la carga como descarga de baterías para el completo aprovechamiento de la energía eléctrica en el sistema. Este tipo de convertidores obtiene la energía del sistema fotovoltaico, alimentando las aplicaciones residenciales con un inversor, al mismo tiempo que cargando la batería. Cuando las condiciones climáticas no permiten el uso de los paneles, la batería entra a complementar la red eléctrica para la alimentación de aparatos dentro del hogar. Si queda energía restante en la batería, esta se puede enviar a la red eléctrica para uso local.

1.3 Justificación del proyecto

La crisis climática de nuestro planeta es cada vez más impactante y con mayores consecuencias. De acuerdo con la NASA (2021), se tiene menos de una década para poder hacer algo al respecto con el cambio climático y evitar consecuencias catastróficas irreversibles.

Datos de la *International Energy Agency* (IEA, 2022) muestran que en el 2021 se emitieron 10.5 gigatoneladas (Gt) de CO2 (1 gigatonelada = 1,000 millones de toneladas) por la quema de carbón para generación de energía, 3.2Gt de CO2 por gas natural, y 0.7Gt por petróleo. Esto equivale a 14.4Gt de las 36.3Gt de CO2 totales emitidas en 2021 (o el 39.67%). El resto de las emisiones se distribuyen en transporte, industria, y otras.

Sin embargo, la generación eléctrica por fuentes renovables tuvo un récord, colocándose a 8,000 Tera-watts/hora (TWh) en el 2021; esto fue 500TWh más alto que el año anterior. En conjunto con la energía nuclear, ese año tuvo una mayor generación de energía combinada que el carbón. Asimismo, el aumento de generación de electricidad por fuentes renovables (solar y viento) fue de 170TWh y 270TWh, respectivamente (IEA, 2022). Sin el constante aumento de generación de energía limpia, el aumento de emisiones de CO2 en el 2021 hubieran aumentado 220Mt (1 megatonelada = 1 millón de toneladas).

Con el constante crecimiento del mercado de automóviles eléctricos y energía renovables, resulta prudente y de gran importancia destinar recursos de investigación, desarrollo e implementación a tecnologías que aumenten sus aplicaciones y eficiencia. Según un reporte por Precedence Research (2021), se espera un crecimiento anual compuesto del 23.1% entre

los años 2022 al 2030; esto equivale un aumento de valor de mercado de 170B USD a 1,103.17B USD.

El presente proyecto de tesis consta del diseño e implementación de un convertidor DC-DC bidireccional (BDC) con aplicación fotovoltaica. El propósito del circuito es lograr cargar y descargar una batería según el modo de operación del circuito. La investigación consta de la lectura sobre convertidores DC-DC, sus topologías y consideraciones de diseño.

1.4 Objetivos del proyecto

El presente proyecto de tesis busca analizar, diseñar e implementar un circuito de potencia convertidor DC-DC bidireccional que sea capaz de cargar y descargar una batería, utilizando un sistema fotovoltaico como su entrada. Dicho circuito se diseñará para lograr una potencia de carga de 50W.

Adicionalmente, se busca diseñar e implementar el circuito de control de disparo de transistores utilizando un microcontrolador PIC, y que el circuito sea alimentado por el mismo panel fotovoltaico para que el sistema completo sea independiente de la red eléctrica. También se espera obtener valores de voltaje, corriente, rizo de corriente, rizo de voltaje y potencia en salida lo más cercanos a lo simulado y diseñado.

Capítulo 2: Marco teórico

2.1 Energía fotovoltaica

2.1.1 Definición

Derivada de los términos *photo* (palabra griega para “luz”) y *-volt* (la unidad de potencial eléctrico) (Harper, 2021), la energía fotovoltaica es aquel tipo de energía eléctrica generada a través del efecto físico y químico conocido como efecto fotovoltaico. Esto se logra utilizando materiales semiconductores que forman celdas solares, que a su vez forman unidades de mayor tamaño llamados módulos o paneles (U.S Department of Energy, 2020). Los paneles se exponen a la irradiación solar, lo que logra generar una corriente eléctrica directa (DC) hacia la carga conectada.

2.1.2 El efecto fotovoltaico

El origen del efecto fotovoltaico está relacionado muy de cerca con la teoría atómica y la teoría de los semiconductores. El material más popular en la fabricación de las celdas solares es el silicio, con número atómico 14 (contiene 14 protones p^+ y 14 electrones e^-). Dado que la última órbita (banda de valencia) de electrones del silicio está parcialmente llena (con 4 “espacios” disponibles), esto le permite unirse a otros elementos a través de los enlaces químicos. Para que un electrón pueda salir de dicha órbita, se requiere de apenas una pequeña cantidad de energía (expresada en *electron-volts* (eV) = 1.602×10^{-19} J), que causa la conducción tanto térmica como eléctrica de un material. Aquellos materiales que llegan a conducir eléctricamente bajo ciertas condiciones específicas y tienen una conductividad entre conductores y aislantes se le conoce como semiconductor (Zola, 2021). El silicio, siendo un semiconductor, se le puede introducir una cierta cantidad de impurezas que cambia la

distribución de electrones en su banda de valencia, generando así un material tipo **p** (menor cantidad de electrones) o tipo **n** (mayor cantidad de electrones). Cuando una capa de material tipo p y tipo n se colocan encima del otro, se forma una diferencia de cargas, generando un campo eléctrico que facilita el flujo de electrones (carga negativa) y huecos (carga positiva). La corriente eléctrica de una celda solar se genera cuando un fotón (partícula de energía) choca con un electrón del material semiconductor y, si el fotón es lo suficientemente energético, lo remueve de su lugar, causando así un flujo de electrones (corriente eléctrica). La Figura 2.1 muestra un diagrama del efecto fotovoltaico.

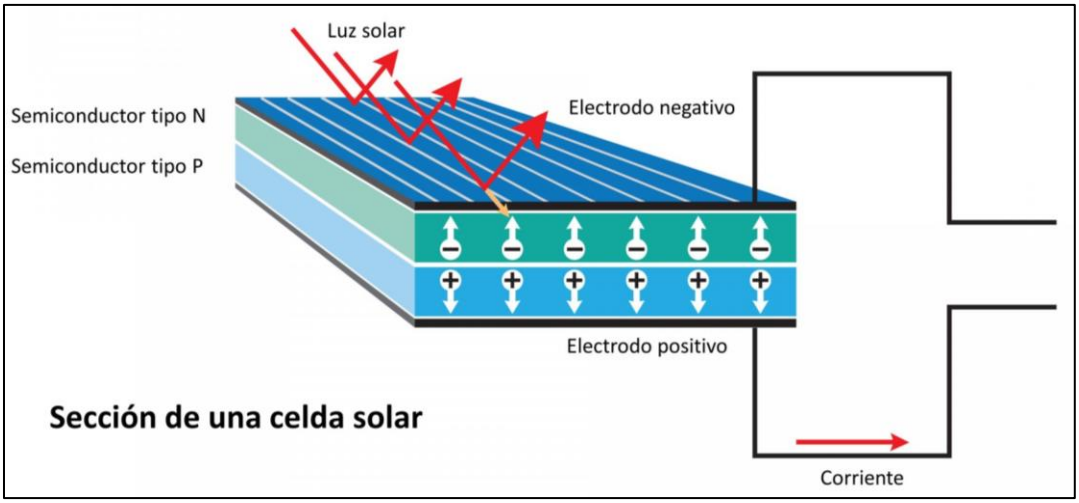

Figura 2.1: Diagrama del efecto fotovoltaico (Mayo, 2019)

2.1.3 Celda solar

La construcción de un panel solar consta de diversas capas colocadas una encima de la otra para otorgarle al sistema la rigidez, protección y acceso eléctrico que necesita. La Figura 2.2 muestra las capas de un panel solar convencional. La capa superior (marco) provee la rigidez estructural y facilidad de instalación al panel. La capa siguiente de cristal (o algún tipo de polímero transparente y resistente) protege al panel de rayaduras, impactos y el clima en

general. Las capas encapsulantes proveen aislamiento adicional a la capa de celdas solares, y evita que agua y polvo llegue a ellas. La capa trasera a la encapsulante aísla eléctricamente al panel, lo que permite las conexiones eléctricas hacia la caja conectora.

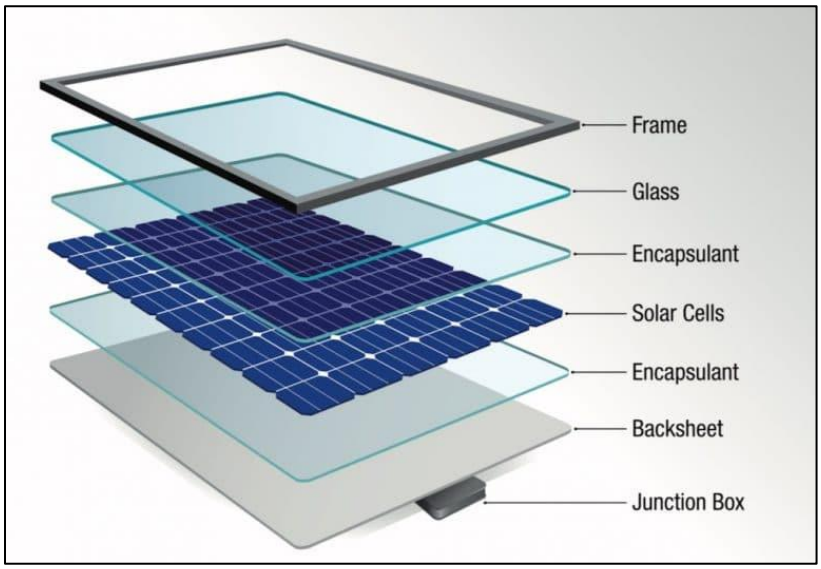

Figura 2.2 : Construcción convencional de un panel solar (OTecH, 2019)

La energía que emite el Sol a cualquier cuerpo se transfiere en forma de radiación solar. De acuerdo con Planas (2016), se le conoce como irradiancia solar a la energía de radiación solar medida por unidad de área, y su unidad es el W/m^2. Según Coddington *et al.* (2016), la irradiancia en la cima de la atmósfera terrestre es de 1,361 W/m^2. Considerando la absorción de esta energía por la atmósfera, se tiene una irradiancia promedio de 1,000 W/m^2 a nivel del mar en un día despejado. Esto quiere decir que entre mayor sea la superficie, mayor será la cantidad de energía solar absorbida por un material. Con los paneles solares, el proveedor indica tanto la superficie del panel (m^2) como la potencia nominal del sistema (en Watts). La eficiencia de los paneles solares se puede calcular haciendo la relación entre potencia de entrada (energía solar) y la potencia de salida (potencia nominal del panel). Hoy en día, los

paneles tienen una eficiencia menor al 25%, siendo el más eficiente el modelo SPR-X22-370 de la marca SunPower (Ecotality, 2021), con una eficiencia del 22.7%.

2.1.4 Clasificación de sistemas fotovoltaicos

Según la conexión de un sistema fotovoltaico a la red eléctrica (o la falta de), los sistemas PV se pueden catalogar de dos maneras distintas: independiente y conectado a la red (Zipp, 2015).

Los sistemas independientes se pueden encontrar en comunidades aisladas, hogares en lugares remotos (montañas, campos) e incluso en vehículos de recreación tales como caravanas y botes. Su principal característica es el uso de una batería para el almacenamiento de la energía considerando su aislamiento de la red eléctrica principal.

Los sistemas conectados a la red pueden ser unidireccionales o bidireccionales. Los unidireccionales generan energía a través de su sistema fotovoltaico, alimentando cualquier aparato electrónico dentro del hogar e incluso cargando una batería (si hay excedente de energía). Si llegara a faltar suministro de energía, la red eléctrica complementa este consumo. Los sistemas bidireccionales son considerados el futuro de la alimentación por sistemas fotovoltaicos, dado que permiten también la descarga del exceso de energía del sistema PV hacia la red eléctrica, lo que transforma a una casa en un micro generador solar. La Figura 2.3 muestra las diferentes clasificaciones de un sistema fotovoltaico.

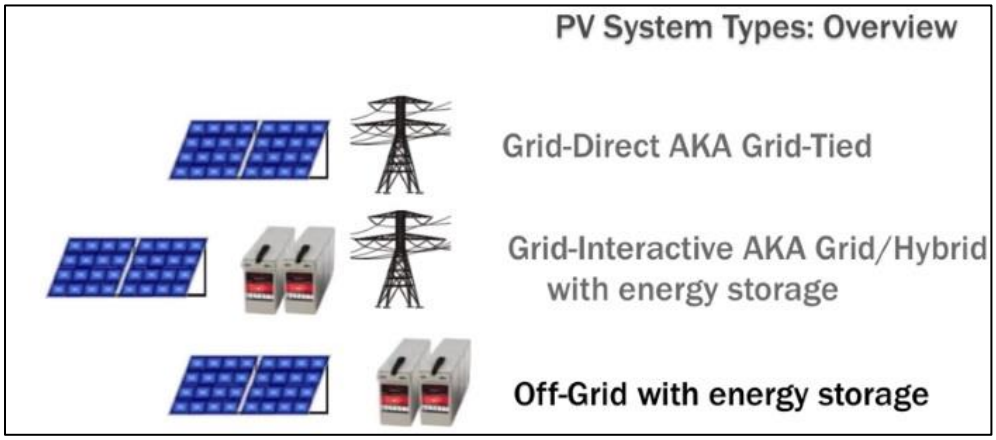

Figura 2.3: Clasificación de sistemas PV de uso propio (Zipp, 2015)

2.1.5 Aplicaciones de un sistema PV

Gracias a la versatilidad y facilidad de aplicación de la energía fotovoltaica, se han encontrado diversos campos de aplicación donde la generación eléctrica modular y localizada se ha presentado como solución a un problema. De acuerdo con el *National Renewable Energies Laboratory* (NREL, por sus siglas en inglés), las principales aplicaciones de la energía fotovoltaica son:

a) Granjas solares: la generación a grande escala de energía fotovoltaica puede complementar la generación energética convencional, reduciendo las emisiones de gases invernadero.

b) Suministro energético a localizaciones remotas: lugares tales como comunidades aisladas, faros, plataformas petroleras, entre otras, pueden beneficiarse de la generación energética localizada de un sistema fotovoltaico.

c) Energía en vehículos y sistemas espaciales: la Estación Espacial Internacional y las misiones exploratorias a la Luna y Marte no habrían sido posibles sin una generación compacta, limpia y sencilla de energía como lo es la fotovoltaica.

d) Transporte: la implementación dual de vehículos eléctricos y estaciones de carga alimentadas por paneles solares es el principal ejemplo de la dualidad de un sistema fotovoltaico.

2.2 Conceptos de electrónica y potencia

2.2.1 Definición de electrónica

De acuerdo con el diccionario Merriam-Webster (*s.f*), la electrónica se define como la rama de la física que estudia la emisión, comportamiento y efectos de los electrones en un medio. El control de dichas partículas se logra a través de dispositivos electrónicos que pueden resistir, aumentar, conducir y almacenar energía.

A diferencia del estudio eléctrico que se encarga de estudiar el flujo de electrones solamente en materiales conductores, la electrónica se enfoca tanto en conductores como en semiconductores (Das, 2021). Cabe notar que en la electrónica se pueden manejar dos tipos fundamentales de corriente (o formas de transportar los electrones):

a) Corriente directa (DC): los electrones fluyen en un solo sentido, convencionalmente de positivo hacia negativo. No hay variaciones en el nivel de voltaje / corriente en un periodo de tiempo, y es siempre estable.

b) Corriente alterna (AC): los electrones fluyen en ambas direcciones según su ciclo. Este ciclo se repite cada cierto tiempo, llamado periodo (T), medido en segundos. El inverso del periodo (1/T) se conoce como frecuencia (*f*), medido en Hertz (Hz).

2.2.2 Definición de electrónica de potencia

De acuerdo con Hart (2010), la electrónica de potencia estudia, diseña e implementa circuitos que convierten energía eléctrica de una forma (DC o AC) a otra (también DC o AC) utilizando dispositivos electrónicos pasivos o activos. La base del funcionamiento de dichos circuitos es el uso de dispositivos semiconductores que controlan el flujo de voltaje o corriente. Adicionalmente, los circuitos de electrónica de potencia usualmente están construidos con componentes tales como resistores, inductores, capacitores, diodos y transistores.

Los componentes electrónicos se pueden clasificar en activos y pasivos. Los componentes activos requieren de alguna fuente de energía para funcionar o accionarse, tal como los transistores y amplificadores. Por otro lado, los dispositivos pasivos no necesitan de energía adicional, ya que por sí solos cumplen su propósito en el circuito; estos dispositivos son los resistores, capacitores, diodos e inductores (Das, 2021).

Siendo el componente electrónico más básico de todos, el resistor es un componente pasivo que se resiste al flujo de los electrones en el medio. Su unidad es el *Ohm* (Ω).

El inductor es un componente pasivo que, a través de campos magnéticos, permite el almacenamiento de energía eléctrica. Se construye enrollando material conductor (como un cable de cobre) en un núcleo metálico. Su unidad es el *Henry* (H).

El capacitor es otro componente pasivo que almacena energía, pero este lo hace en forma de campos eléctricos. Se puede encontrar en diferentes presentaciones (electrolítico, cerámico, etc.), y su unidad es el *Farad* (F).

El diodo es un dispositivo semiconductor pasivo ampliamente usado en la electrónica de potencia. Su función es permitir el paso de corriente pero solamente en una dirección, restringiendo que la corriente le regrese a sí mismo.

Finalmente, el transistor es un dispositivo activo semiconductor que actúa como un interruptor; cuando una señal de voltaje llega a su compuerta (o *gate*, una de las tres conexiones del transistor) permite el paso de corriente de una terminal a la otra. Cuando no hay señal en su compuerta, el interruptor se encuentra abierto y no hay flujo de corriente. De acuerdo con la frecuencia de cambio de estado, y niveles de corriente / voltaje a manejar, hay numerosos transistores que se adaptan a la aplicación.

La Figura 2.4 muestra los símbolos más comunes de los componentes electrónicos previamente mencionados, así como otros utilizados en la electrónica de potencia.

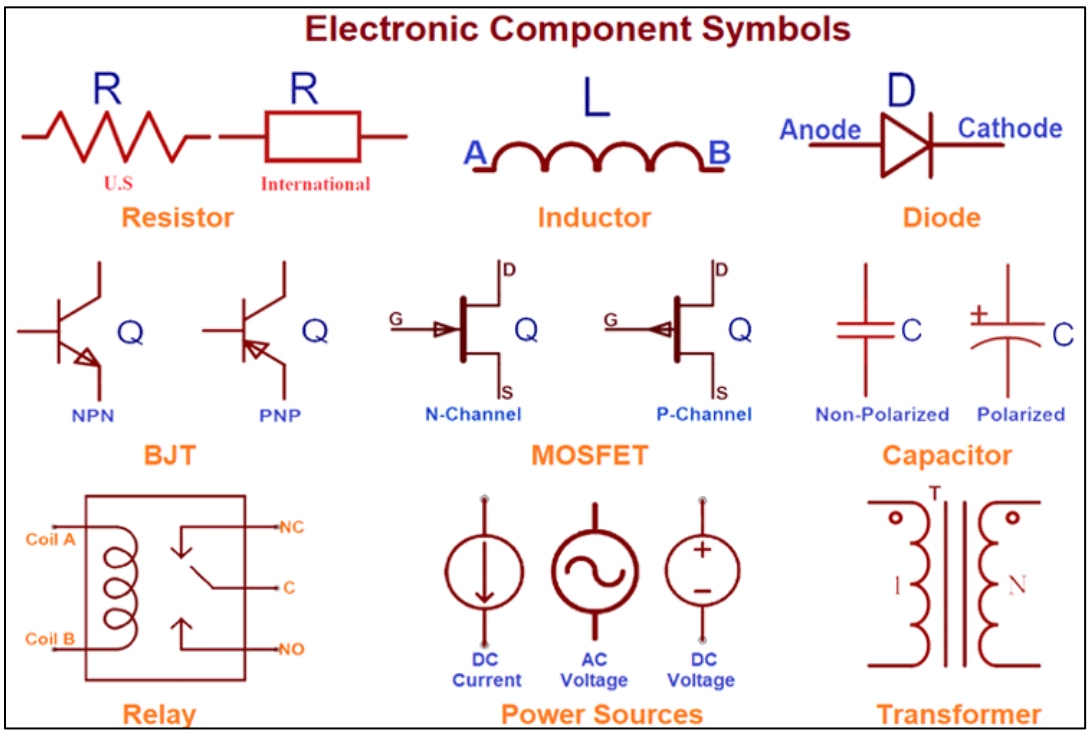

Figura 2.4: Símbolos más comunes de componentes electrónicos (Components101,2020)

2.2.3 Aplicaciones de la electrónica de potencia

Las aplicaciones modernas de la electrónica de potencia pueden ser encontradas en prácticamente cualquier dispositivo electrónico que utilice una fuente de energía, o que sea directamente conectada a la red eléctrica. Según la página Electrical4U (2020), la electrónica de potencia se puede encontrar en los siguientes ámbitos:

a) Objetos de uso diario: cargadores de celulares y computadoras, sistemas de luz, carga de baterías, estufas de inducción, sistemas caseros inteligentes.
b) Transporte: Automóviles híbridos y eléctricos, sistemas de comunicación internos, transporte público.
c) Energías renovables: sistemas de condicionamiento eléctrico, almacenamiento y generación de energía, conexión de generador – hogar.

La implementación de sistemas de electrónica de potencia requiere múltiples disciplinas de la ingeniería eléctrica / electrónica, tales como teoría de circuitos, teoría de control, electromagnetismo y programación (Hart, 2010). Asimismo, los avances tecnológicos de la manufactura de semiconductores han logrado entregar dispositivos más pequeños y eficientes, causando un constante aumento en la importancia de este campo de la ingeniería.

2.2.4 Circuitos convertidores de potencia

De acuerdo con Hart (2010), los convertidores son circuitos de electrónica de potencia que convierten un nivel y tipo de voltaje / corriente a otro, y sirven como una conexión entre la fuente de energía (*input* o entrada) y la carga (*output* o salida). Un diagrama simple del funcionamiento de un convertidor se puede apreciar en la Figura 2.5.

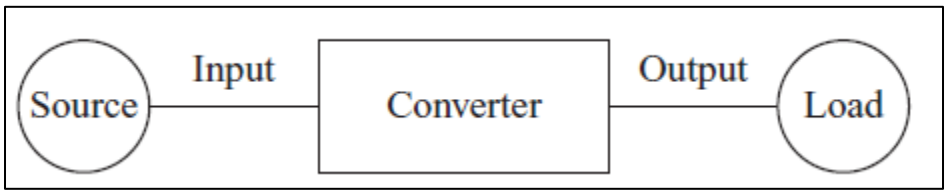

Figura 2.5: Diagrama del funcionamiento de un convertidor (Hart, 2010)

Estos se clasifican por la relación entre el tipo de corriente a la entrada y la corriente a la salida. Hart (2010) considera 4 tipos distintos:

a) Entrada AC – Salida DC: también llamados rectificadores, estos circuitos convierten la corriente alterna (como una conexión eléctrica de un hogar) a corriente directa (5-12V). Un ejemplo de estos circuitos se encuentra en los conectores de cargador de celular.

b) Entrada DC – Salida AC: estos circuitos se llaman inversores. Un ejemplo común de la aplicación de estos circuitos es la conversión de 12Vdc de una batería solar a 120Vac a utilizar en un hogar. La frecuencia de la salida AC también la determina el circuito.

c) Entrada DC – Salida DC: simplemente llamados convertidores DC, estos pueden aumentar o disminuir el nivel de voltaje, e incluso cambiar la polaridad del voltaje a la salida. Son útiles para cargar / descargar baterías, en sistemas fotovoltaicos cuya salida es DC, e incluso dentro de un automóvil eléctrico cuyos sistemas utilizan distintos niveles de voltaje.

d) Entrada AC – Salida AC: permiten el cambio de voltaje y frecuencia entre la entrada y la salida. Sus aplicaciones pueden encontrarse en variadores de brillo de focos y control de velocidad de motores AC.

2.3 Circuitos de conversión DC-DC

Tomando en consideración los análisis de Hart (2010) para los convertidores DC-DC, se tienen cuatro topologías distintas. Cada una de ellas sirve un propósito específico, y se construyen con los mismos componentes, aunque con variaciones en cantidad y posicionamiento de estos. Adicionalmente, todos los circuitos convertidores DC-DC funcionan bajo un principio llamado el ciclo de trabajo, o *duty cycle*, medido en porcentaje (D). Este parámetro se refiere al porcentaje de periodo (DT) que el interruptor o transistor estará abierto. Es decir, si un convertidor tiene un *duty cycle* D del 50%, el interruptor está abierto la mitad de la duración del periodo, y cerrado la otra mitad. Las ecuaciones descritas en cada una de las topologías de convertidor DC son tomadas del libro *Power Electronics* (Hart, 2010).

2.3.1 Circuito *buck*

El convertidor *buck* o *step-down* tiene una salida de voltaje menor a la entrada. El porcentaje de reducción de voltaje se rige bajo el *duty cycle* del transistor implementado. Este convertidor cuenta con un interruptor, un diodo, un inductor, un capacitor, y un resistor que equivale a la carga conectada. La Figura 2.6 muestra el diagrama de un convertidor *buck*.

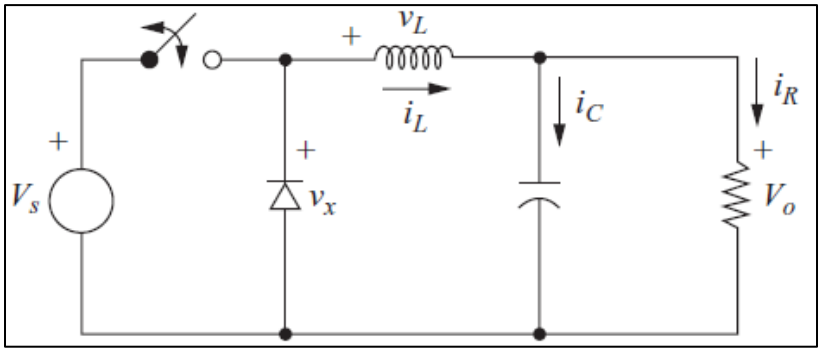

Figura 2.6: Convertidor DC-DC, topología buck (Hart, 2010)

Considerando que los componentes sean ideales (no presenten pérdidas), el voltaje a la salida está expresado con la siguiente ecuación:

$$Vo = Vs * D \tag{2.1}$$

Donde *Vo* es el voltaje a la salida, *Vs* es el voltaje de entrada, y *D* es el *duty cycle* del transistor (con valor menor a 1, o menor al 100%). De acuerdo con las especificaciones de la carga (salida), se puede también diseñar el circuito para tener una cierta corriente a la salida, reducir las variaciones de voltaje y corriente, y obtener el valor ideal de inductor y capacitor para que se cumplan dichos parámetros.

2.3.2 Circuito *boost*

El convertidor *boost* o *step-up* tiene un valor de voltaje mayor a la salida que a la entrada. Al igual que el convertidor anterior, el *duty cycle* del interruptor es vital para el funcionamiento del circuito. Este convertidor contiene los mismos componentes que el anterior, en la misma cantidad pero con distribución distinta. El principio de elevación de voltaje proviene del almacenamiento de energía en el inductor, que después es liberado hacia la salida. Dado que la fuente de voltaje (Vs) y el inductor están en serie, sus voltajes se suman, logrando así el voltaje mayor que la entrada. La Figura 2.7 muestra el diagrama de construcción del convertidor *boost*.

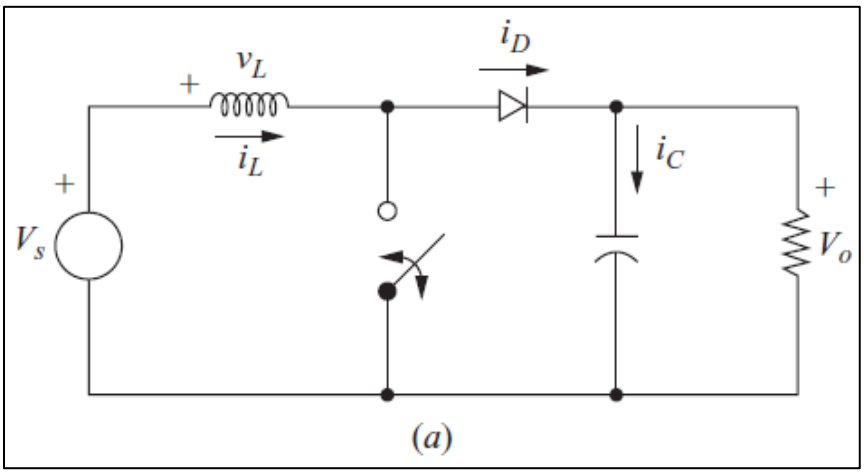

Figura 2.7: Convertidor DC-DC, topología boost (Hart, 2010)

Al momento de implementar un convertidor experimental, es de vital importancia que todos los componentes puedan soportar los valores de voltaje, corriente y frecuencia para evitar que se destruyan. También, es importante que el transistor nunca tenga un *duty* cycle del 100%, dado que causaría un cortocircuito con la fuente y aumenta la corriente, quemando al inductor.

2.3.3 Circuito *buck-boost*

Siendo una combinación de los convertidores anteriores, el convertidor *buck-boost* puede aumentar o disminuir el nivel de voltaje a la salida en comparación a la entrada, controlado por el *duty cycle* del transistor. Esto significa que, a través de un circuito de control, el convertidor *buck-boost* puede elevar o disminuir el nivel de voltaje utilizando un solo circuito. Los componentes para usar y su cantidad se mantiene igual a los convertidores anteriores, variando únicamente en su distribución. La Figura 2.8 muestra un diagrama del convertidor *buck-boost*.

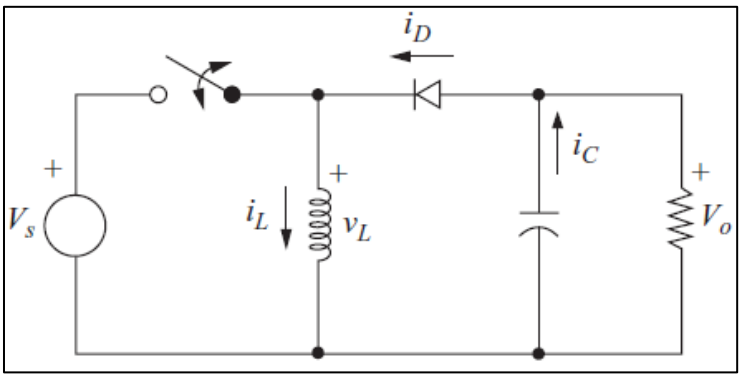

Figura 2.8: Convertidor DC-DC, topología buck-boost (Hart, 2010)

Una característica para tomar en cuenta de este convertidor es que la polaridad de voltaje a la salida está invertida, lo que genera entonces un voltaje negativo si se tiene un voltaje positivo a la entrada. Esto podría ser una desventaja en ciertas aplicaciones. La relación entre voltaje a la salida y entrada está dada por la siguiente ecuación:

$$Vo = -Vs * \frac{D}{1-D} \qquad (2.2)$$

Nótese el cambio de signo de *Vs*, que invierte la polaridad de la salida. Analizando la estructura de la ecuación, se puede notar que el valor de *duty cycle* (*D*) va a determinar si el voltaje se eleva o se reduce. Valores de *D* mayores a 0.5 (50%) elevará el nivel de voltaje a la salida. Valores de *D* menores a 0.5 (50%) reducirá el nivel de voltaje a la salida. Si se usa un valor *D* igual a 0.5, sólo se generará un cambio de polaridad a la salida, sin aumentar o reducir el nivel de voltaje.

2.3.4 Circuito *cuk*

El convertidor *cuk* tiene un funcionamiento similar al *buck-boost*, con la diferencia de cantidad de componentes y método de almacenamiento de energía. Mientras los convertidores anteriores utilizan el inductor, el convertidor *cuk* utiliza el capacitor C1.

La Figura 2.9 muestra el diagrama del convertidor *cuk*.

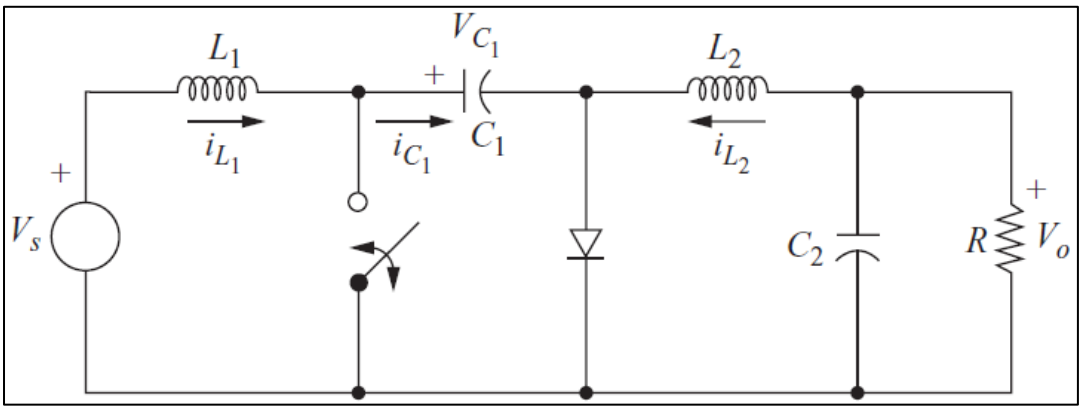

Figura 2.9: Convertidor DC-DC, topología cuk (Hart, 2010)

La relación de voltaje de entrada, voltaje de salida y *duty cycle* es igual a aquella del convertidor *buck-boost*. Esto significa que el convertidor *cuk* tiene la capacidad de elevar o reducir el nivel de voltaje a la salida con relación a la entrada, mientras invierte también su polaridad.

2.4 Convertidores bidireccionales (BDC)

2.4.1 Definición de convertidor BDC

De acuerdo con Jadhav *et al*. (2018), un convertidor DC-DC bidireccional (o BDC por sus siglas en inglés) provee la capacidad de corriente (desde y hacia la fuente) para la carga y descarga de una batería dentro de un solo circuito. Las partes que componen a un BDC son prácticamente las mismas que un convertidor DC-DC convencional (elementos activos y pasivos), variando en distribución y cantidad. Dependiendo el diseño propio, se pueden tener distintos métodos de control para la carga y descarga de la batería.

Dado que los diseños de convertidores BDC pueden variar, no se tiene un diagrama fijo de los BDC; sin embargo, se tiene un diagrama del funcionamiento simple de ellos.

La Figura 2.10 muestra el diagrama de funcionamiento de un convertidor BDC cuya fuente de voltaje es un panel solar, y la carga puede ser tanto la red DC (*DC grid*) o una batería.

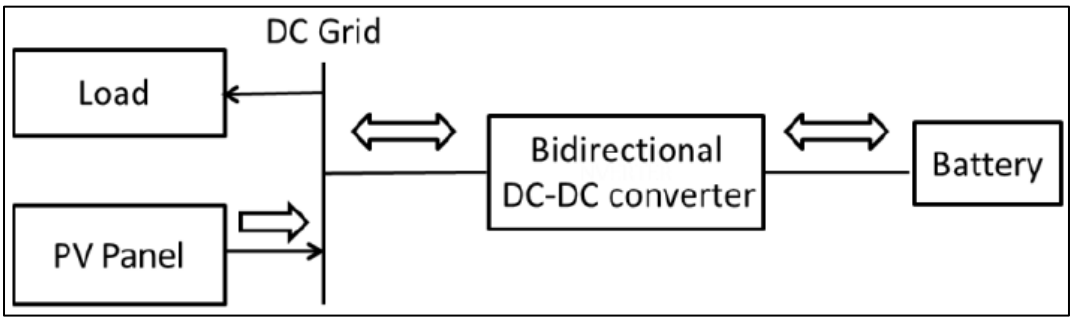

Figura 2.10: Diagrama de funcionamiento de un convertidor BDC (Jadhav, 2018)

Como se puede observar, las flechas indican la dirección del flujo de la corriente. El panel solar puede solamente entregar energía, mientras que la carga (*load*) puede sólo absorberla. El convertidor BDC actúa como la interfaz entre la red DC y la batería, que puede tanto cargarse (recibir energía de la red DC) o descargarse (entregar energía a red DC).

2.4.2 Aplicaciones del convertidor BDC

Las aplicaciones del convertidor BDC son similares a aquellas de los convertidores DC-DC comunes. Sin embargo, el aprovechamiento de la bidireccionalidad de estos tiene la necesidad que la carga del circuito pueda recibir y entregar energía. Ravinashkar y Ashok (2019) proponen el uso de su convertidor BDC para la carga y descarga de una batería de coche eléctrico. Jadhav *et al* (2018) proponen cargar una batería y cuando se requiera, utilizarla como complemento para alimentar la red DC.

De acuerdo con Ye y Rajagopalan (2016), los convertidores BDC son elementos clave de aplicaciones automotrices, informáticas y de energías renovables. Dentro de un automóvil, los diferentes niveles de voltaje entre sistemas pueden ser alcanzados utilizando circuitos BDC para evitar pérdidas y reducir costos y tamaños de piezas. Sistemas de frenado

regenerativo también deben poder tener la capacidad de la dualidad conductiva de un convertidor BDC para recibir y entregar la energía.

Adicionalmente, los convertidores BDC son de vital importancia al momento de realizar la implementación de *Smart Grids* en hogares residenciales conectados a la red eléctrica. Esto permite a los usuarios del BDC ser micro generadores de energía eléctrica, reduciendo así su consumo total y emisión de gases invernadero.

2.4.3 Consideraciones de diseño

Al comparar la estructura de un BDC contra aquella de un convertidor DC-DC regular, se pueden encontrar similitudes, tal como el tipo de componentes a utilizar y los principios de manipulación de energía. Como se mencionó previamente, las topologías de los convertidores BDC varía de autor a autor. Las Figuras 2.11 y 2.12 muestran dos diseños distintos de convertidor BDC, ambos sirviendo el mismo propósito.

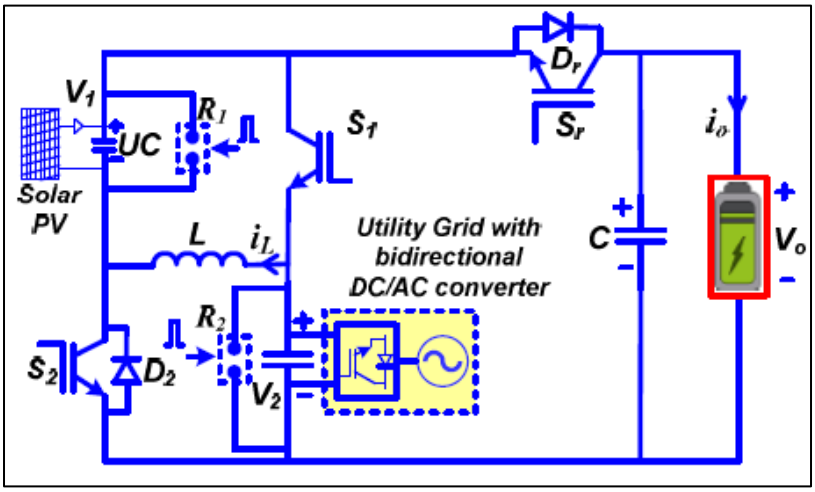

Figura 2.11: Convertidor BDC propuesto para aplicación de carga de auto eléctrico (Ravinashkar, 2019)

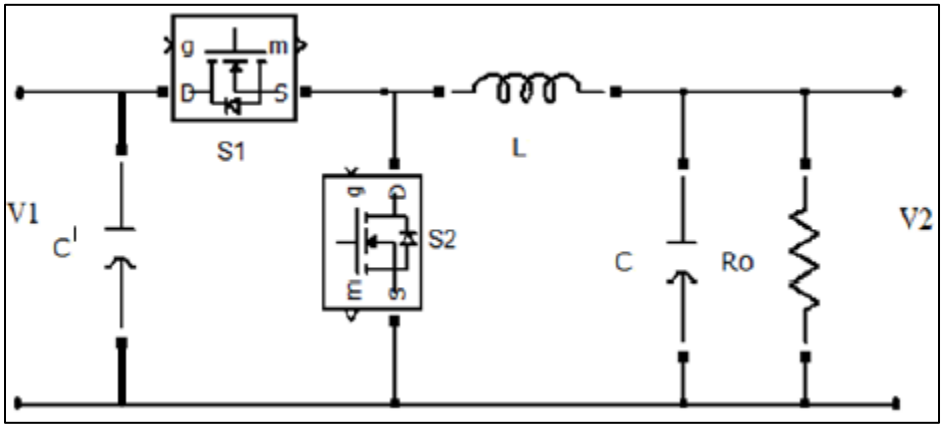

Figura 2.12: Convertidor BDC propuesto para aplicación de carga / descarga de batería (Jadhav, 2018)

Aún si cada uno de los circuitos mostrados se diseñó para una aplicación específica, el principio de los convertidores BDC se mantiene. Esto significa que el mismo diseño de convertidor se puede trasladar a aplicaciones distintas, modificando sólo los parámetros de valor de componentes y *duty cycle*.

Capítulo 3: Análisis matemático de circuitos

3.1 Análisis de circuito BDC

El circuito seleccionado para analizar, simular y construir de forma física fue el convertidor BDC diseñado por Ravinashkar & Ashok (2019). La Figura 3.1.1 muestra el circuito construido en PSIM, con el nombre de cada componente según se observó en el artículo consultado para tener de forma clara las referencias a cada una de las partes del circuito. Cabe notar que para las simulaciones y análisis de este circuito, las fuentes (V1 y V2) se sustituyeron por fuentes DC que proveen la energía para la carga de batería.

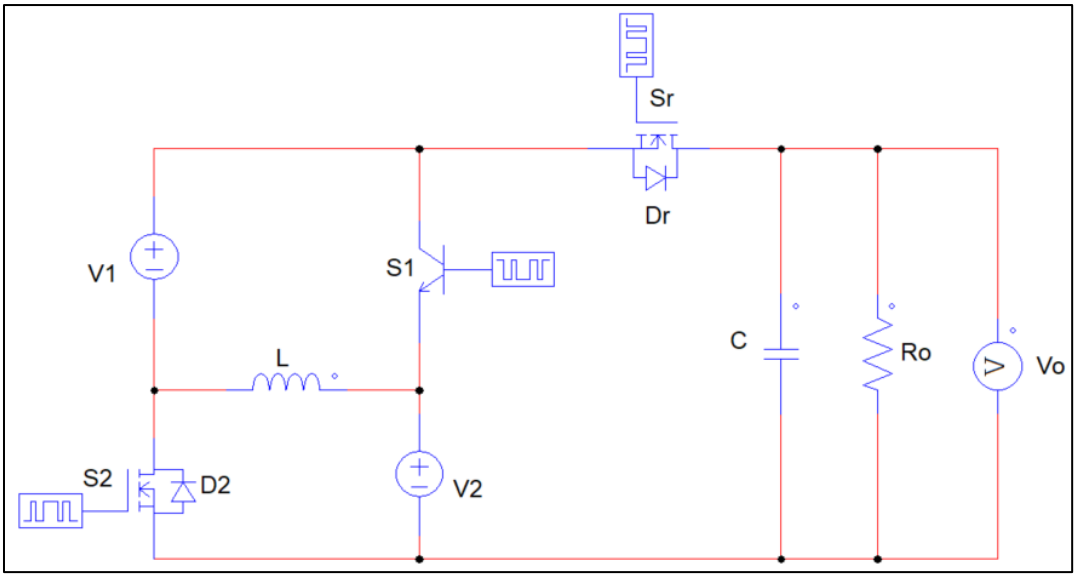

Figura 3.1.1: Circuito BDC consultado construido en PSIM (Ravinashkar & Ashok, 2019)

Su principio de funcionamiento se basa en el convertidor *buck-boost* que permite el aumento y disminución de nivel de voltaje según el modo de operación. Dos transistores (S1 y S2) son los encargados de cargar el inductor (L) utilizando las fuentes de voltaje V1 (panel solar) y V2 (red eléctrica con convertidor DC/AC bidireccional). El transistor Sr permanece apagado en el modo de carga, y se utiliza su diodo antiparalelo Dr para generar un camino

para la descarga de energía del lado izquierdo del convertidor hacia el derecho, donde se encuentra la batería.

Al momento de la descarga de la batería hacia la red de utilidad, el ciclo de trabajo del transistor Sr regula la energía enviada hacia la red, utilizando el diodo antiparalelo D2 del transistor S2 como camino para permitir el flujo de corriente. En esta etapa ambos transistores S1 y S2 están apagados.

El funcionamiento del convertidor BDC construido consta de dos etapas principales: la carga de batería (operación directa) y la descarga de batería (operación en reversa). La operación directa se forma de tres subetapas encargadas de cargar el inductor de energía a partir de las fuentes V1 y V2 (panel solar y red eléctrica) y liberar la energía hacia la batería. Las Figuras 3.1.2, 3.1.3 y 3.1.4 muestran el circuito equivalente del convertidor BDC según la subetapa de la operación inversa, así como el flujo de corriente en esa subetapa (indicado por la flecha roja).

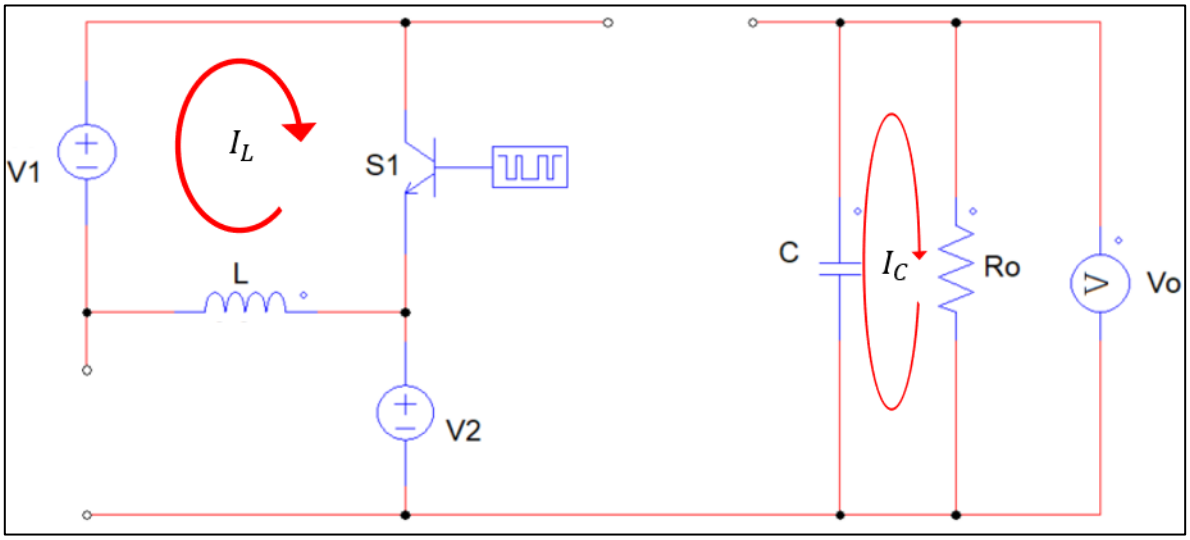

Figura 3.1.2: Circuito equivalente en la primera subetapa de la operación directa del convertidor BDC

Durante esta primera subetapa, el transistor S1 es el único que permanece activo, permitiendo un paso de corriente I_L desde V1 hacia el inductor, cargándolo. Aunque se tiene un diodo antiparalelo Dr en el transistor Sr, la corriente toma el paso con menor resistencia, por lo que lo ignora y se obtiene el circuito equivalente. Considerando un periodo T_s de tiempo que abarca toda la operación directa, el transistor S1 está activo durante T_s*D_1, donde D_1 es el ciclo de trabajo correspondiente a S1. El capacitor funciona como una fuente de voltaje proveyendo corriente I_C hacia la resistencia.

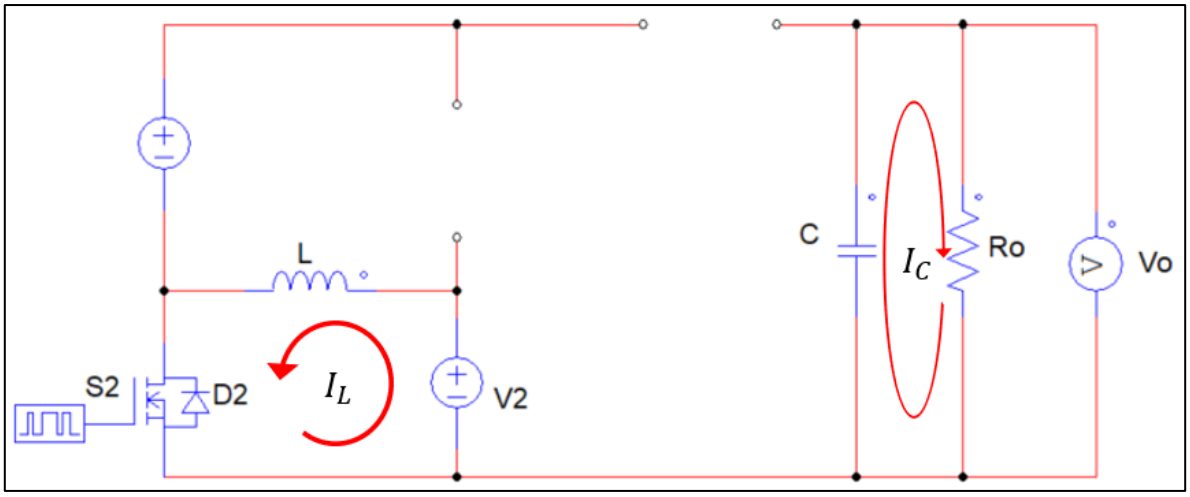

Figura 3.1.3: Circuito equivalente en la segunda subetapa de la operación directa del convertidor BDC

Durante la segunda subetapa de operación directa, el transistor S2 es ahora el único activo, manteniendo los transistores S1 y Sr apagados. Esto permite una carga aún mayor de energía al inductor por parte de la fuente V2. De nuevo, el diodo antiparalelo Dr queda como posible camino para la corriente I_L, pero se toma el camino con menor resistencia. El transistor S2 tiene también un ciclo de trabajo definido como D_2, y el tiempo activo del transistor S2 es de T_s*D_2 considerando T_s como un periodo completo de trabajo. El capacitor sigue funcionando como fuente de voltaje proveyendo corriente hacia la resistencia *Ro*.

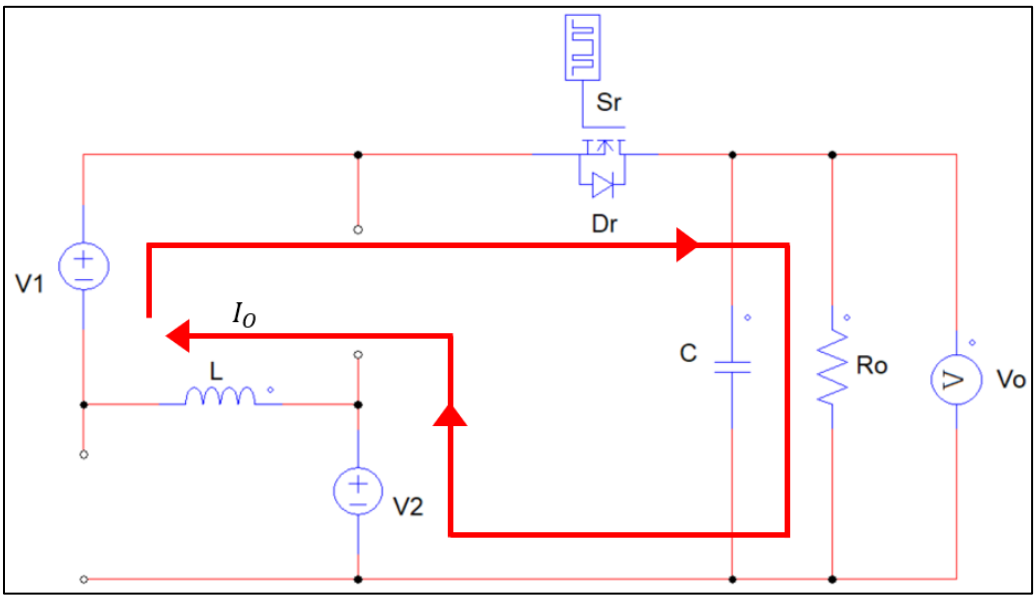

Figura 3.1.4: Circuito equivalente en la tercera subetapa de la operación directa del convertidor BDC

En la tercera y última subetapa de la operación directa del convertidor BDC, los transistores S1 y S2 son apagados, dejando al diodo antiparalelo Dr como el único camino para el flujo de corriente I_O. De esta manera, las fuentes V1 y V2 y el inductor (L) están en serie, lo que suma los voltajes de cada una, teniendo un voltaje a la salida (Vo) mucho mayor que cada uno del voltaje de las fuentes individuales.

Para tener una comprensión gráfica de los estados de los transistores durante la operación directa, la Figura 3.1.5 muestra cómo se accionan los interruptores y su efecto sobre la corriente del inductor.

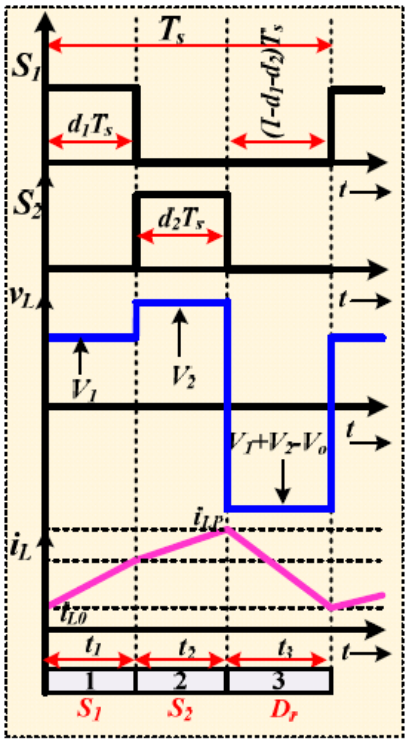

Figura 3.1.5: Formas de onda analíticas de los interruptores S1, S2 y el diodo de Sr durante la operación directa (Ravinashkar & Ashok, 2019)

Se puede ver que el periodo de tiempo completo de trabajo T_s está dividido en las tres subetapas previamente mencionadas: el accionamiento de S1 (primera división vertical), el accionamiento de S2 (segunda división vertical) y el apagado de ambos transistores para el paso de corriente a través del diodo Dr. Así mismo, la figura muestra el tiempo activo para cada transistor (formas de onda en color negro, primeras dos formas superiores), y el valor de voltaje para el inductor (formas de onda en azul). La forma de onda en color rosa muestra el valor de la corriente del inductor, y cómo es que su pendiente cambia según la fuente de voltaje DC que lo esté cargando. En la tercera subetapa (tercera división vertical), el valor de corriente de inductor va disminuyendo, demostrando la descarga de energía de él hacia la batería.

La operación inversa consta sólo de dos subetapas, encargadas de la liberación de energía desde la batería hacia la red e inductor, y la liberación de energía almacenada en el inductor hacia la red. Los transistores S1 y S2 están apagados durante la operación inversa, y sólo el diodo D2 de transistor S2 está activo durante la descarga de energía desde el inductor. Como se mencionó previamente, el ciclo de trabajo *Dr* del transistor Sr regula la cantidad de energía enviada desde la batería al lado izquierdo del circuito. Durante el tiempo que Sr se encuentra apagado, el diodo D2 permite el flujo de corriente desde inductor hacia la red eléctrica.

Las Figuras 3.1.6 y 3.1.7 muestran las dos subetapas que forman la operación inversa.

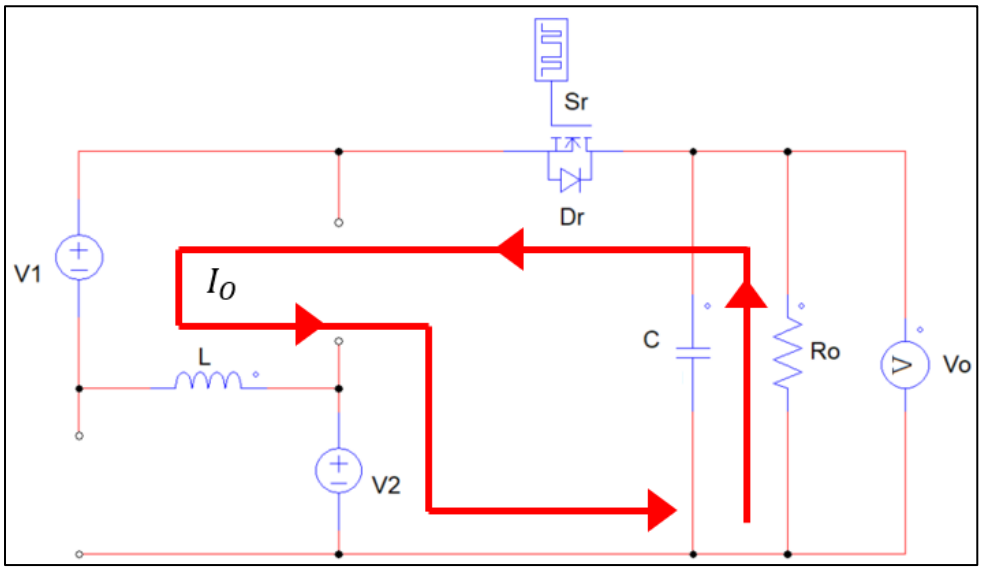

Figura 3.1.6: Circuito equivalente en la primera subetapa de la operación inversa del convertidor BDC

En la primera subetapa de la operación inversa, la batería funciona ahora como la única fuente de voltaje DC, proveyendo energía hacia la red eléctrica V2. El único transistor activo es Sr, con ciclo de trabajo *Dr* y tiempo activo de *Dr*Ts*, siendo *Ts* el tiempo que abarca la duración de operación inversa. Cabe notar que el *Ts* de la operación directa e inversa podría llegar a ser el mismo dependiendo de la frecuencia utilizada, y que los modos no se usan al mismo

tiempo. Por ende, no hay problema en utilizar *Ts* para referirse al periodo completo de trabajo.

En esta subetapa, la corriente I_O busca regresar a su fuente original (batería, o R_O), e ignora el diodo D2 ubicado frente a la red eléctrica V2. Adicionalmente estaría inversamente polarizado y no permite el flujo de corriente de cátodo a ánodo. Mientras la corriente fluye también a través del inductor L, éste se carga de energía durante *Dr*Ts* segundos.

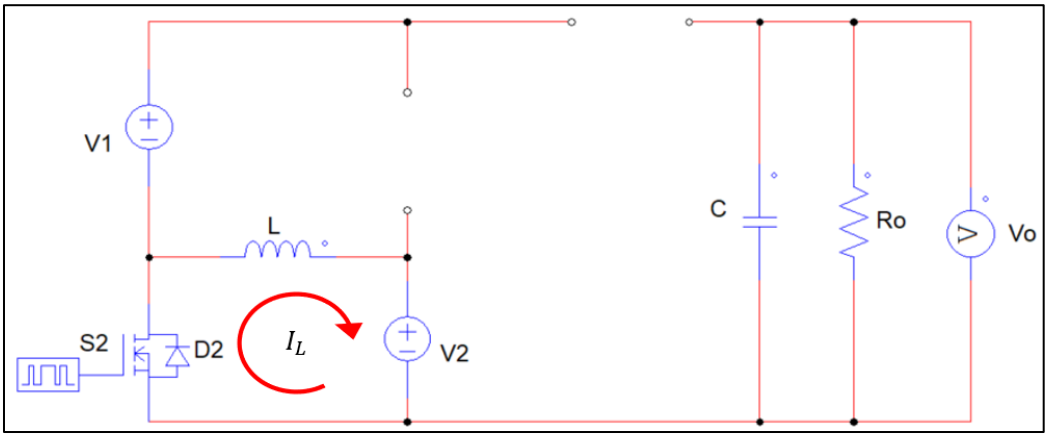

Figura 3.1.7: Circuito equivalente en la segunda subetapa de la operación inversa del convertidor BDC

La energía almacenada en el inductor durante la primera subetapa de la operación inversa es ahora liberada hacia la red eléctrica. El transistor S2 está apagado, por lo que la corriente fluye a través del diodo D2.

Al igual que en la operación inversa, se tienen las formas de onda analíticas para comprender de forma gráfica los disparos del transistor Sr. La Figura 3.1.8 muestra la forma de onda de disparo del transistor Sr, y su efecto sobre la corriente del inductor L.

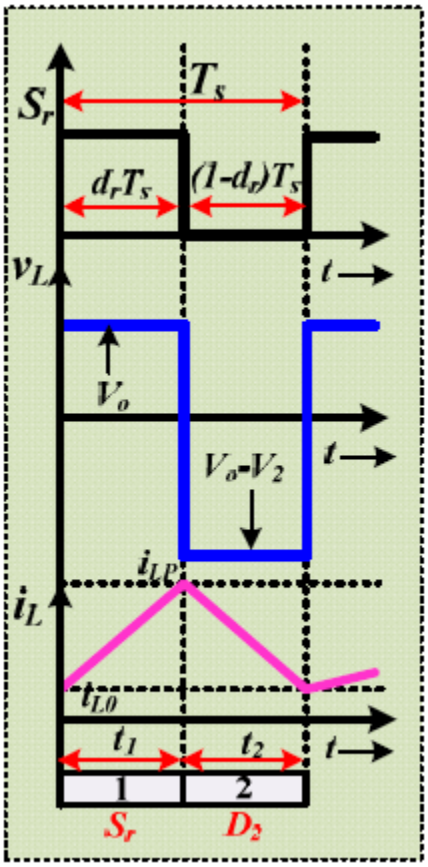

Figura 3.1.8: Formas de onda analíticas del transistor Sr y diodo D2 durante la operación inversa (Ravinashkar & Ashok, 2019)

Las formas de onda de color negro (gráfica superior) muestran los periodos de activación y apagado del transistor Sr. Está encendido durante *Dr*Ts* del periodo *Ts*, y apagado durante (1-*Dr*)**Ts*. La forma de onda de color azul muestra el valor del voltaje del inductor dependiendo de la subetapa en la que se encuentra. Inicialmente, tendrá el valor de voltaje igual al voltaje de la batería (V_O). En la segunda subetapa, la caída de voltaje es ocasionada por la descarga de energía hacia la red eléctrica (V2).

La forma de onda de color rosado muestra el valor de la corriente del inductor, donde se puede visualizar la carga (pendiente positiva, en primera subetapa) y la descarga de él (pendiente negativa, segunda subetapa). Dado que la operación inversa sólo consta de dos

subetapas, el comportamiento del transistor en todo el periodo sólo alterna entre su encendido y apagado de forma periódica.

3.2 Análisis de circuito BDC simplificado (*boost*)

Para lograr una implementación física del circuito BDC en el calendario del proyecto, considerando los contratiempos presentados durante su desarrollo, el circuito físico que se implementó constó de sólo una fuente DC (contrario a las dos presentadas en el circuito BDC simulado) y un modo de operación, que es el *boost* (carga de batería). Para esto, la fuente DC V2 se eliminó del circuito y el transistor opuesto a ella (S2). Esto dejó un circuito convertidor DC-DC de topología *boost* apta para la aplicación deseada, que se puede apreciar en la Figura 3.2.1.

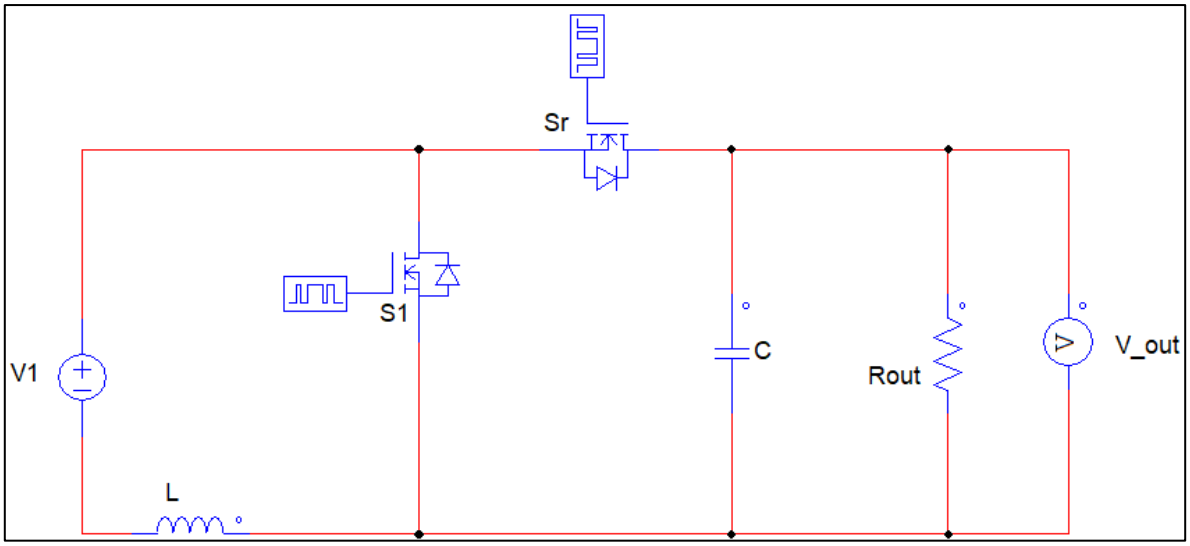

Figura 3.2.1: Circuito equivalente del convertidor BDC para aplicación boost

El circuito equivalente quedó prácticamente igual que un convertidor DC-DC de topología *boost* como se vio en el Capítulo 2 del presente proyecto, con el cambio en la posición del inductor L1 (la topología vista previamente colocaba al inductor entre la fuente V1 y el transistor S1 en la parte superior). Adicional a esto, el tradicional diodo colocado entre S1 y

el capacitor se cambió por un transistor para permitir el flujo de corriente de fuente hacia la carga (batería).

Para poder realizar el análisis matemático de este convertidor, es necesario visualizar primero las dos etapas de funcionamiento. Primero, una etapa de carga de inductor utilizando la fuente de voltaje DC V1; esta etapa utiliza el transistor S1 en estado activado (*switch* cerrado) y el transistor Sr desactivado (*switch* abierto). Segundo, la descarga de dicha energía de inductor junto con la fuente hacia el lado de la batería, a través del transistor Sr activado para que cumpla la función del diodo, y el switch S1 desactivado. Para este circuito, los transistores siempre estaban alternando entre ellos, lo que significa que mientras S1 permanece activo, Sr está apagado y viceversa. La corriente a través del inductor durante el funcionamiento del convertidor *boost* tiene una forma de onda triangular, con las pendientes positivas en la carga y las pendientes negativas en la descarga. El valor de la corriente se mantiene alrededor de un promedio $I_{L,avg}$ y oscila entre el valor máximo de corriente (I_{max}) y el mínimo (I_{min}). Asimismo, una vez que se llega al estado estable de operación, la corriente se debe mantener continua; es decir, no va a regresar a cero durante su funcionamiento. La Figura 3.2.2 muestra la forma de onda de la corriente de inductor en un circuito *boost*.

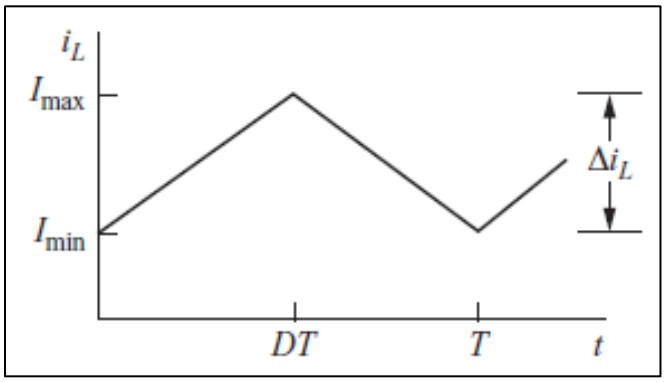

Figura 3.2.2: Forma de onda de la corriente en el inductor para el convertidor boost (Hart, 2010)

Se puede observar que el tiempo de carga dura desde 0 hasta *D*T*, que es el tiempo activo del transistor de carga (S1 para el circuito propuesto).

Las ecuaciones de diseño del convertidor propuesto surgieron del análisis de circuito por estado de transistores, lo que entregó dos circuitos equivalentes. La Figura 3.2.3 muestra el circuito equivalente del convertidor BDC cuando el inductor es cargado por la fuente V1, teniendo Sr desactivado.

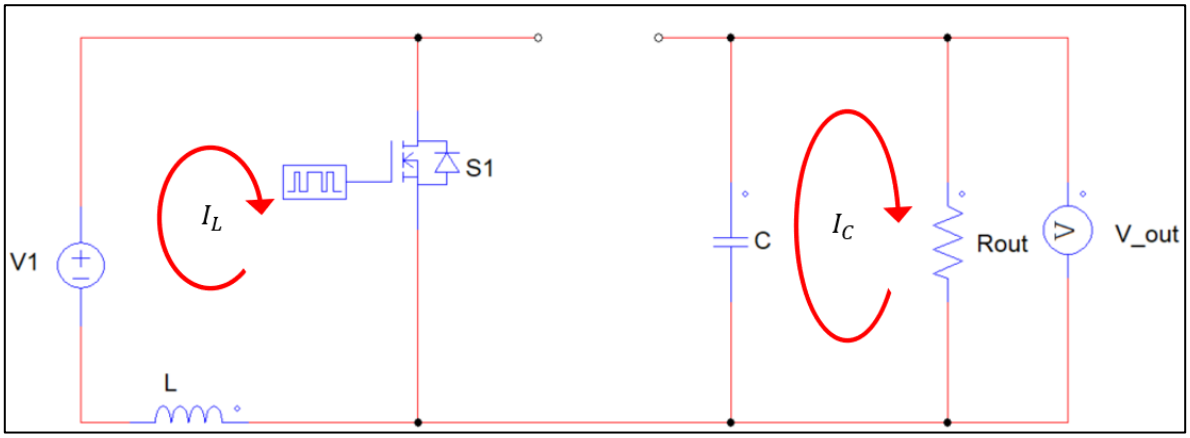

Figura 3.2.3: Circuito equivalente del convertidor BDC para la carga del inductor

El transistor S1 tiene un ciclo de trabajo *D1*, y permanece activo durante *D1*Ts*, siendo *Ts* el tiempo del ciclo completo de trabajo del circuito. Durante esta etapa, el único recorrido de la corriente se tiene entre V1, el switch S1 y el inductor L. Considerando componentes ideales, el transistor S1 no tiene pérdida de voltaje, por lo que el análisis de voltajes queda expresado en la siguiente ecuación:

$$V1 - V_L = 0 \qquad (3.1)$$

Siendo V_L el voltaje del inductor y V1 el voltaje de la fuente. La suma algebraica de los voltajes debe ser igual a cero de acuerdo con las Leyes de Voltaje de Kirchoff (Hayt &

Kemmerly, 2012). Así mismo, el voltaje de un inductor está determinado por el valor de su inductancia (L) y el valor de cambio de corriente (d_{iL}) en un determinado tiempo (dt):

$$V_L = L\frac{di_L}{dt} \qquad (3.2)$$

Las ecuaciones 1 y 2 se pueden combinar en una para poder determinar el valor de cambio de corriente a través del inductor en un corto periodo de tiempo cuando el transistor S1 se encuentra activo (cerrado). Inicialmente, los voltajes de la ecuación 3.1 se igualan, y se reescribe el voltaje de inductor utilizando la ecuación 3.2.

$$V1 = L\frac{di_L}{dt} \;\rightarrow\; \frac{V1}{L} = \frac{di_L}{dt} \qquad (3.3)$$

El inductor se carga durante un corto periodo de tiempo *dt*, que se entiende como el tiempo que el transistor S1 permanece cerrado, por lo que se puede reescribir como *D1*Ts*. Así, se puede despejar el valor del cambio de corriente di_L cuando el transistor S1 está cerrado de la ecuación 3.3. Este despeje se puede observar en la ecuación 3.4

$$\Delta I_{L,closed} = di_L = \frac{V1*D1*Ts}{L} \qquad (3.4)$$

Siendo *D1* el ciclo de trabajo del transistor S1, *Ts* el periodo completo, *V1* el valor de la fuente y *L* el valor del inductor.

El mismo análisis se realiza en el periodo que S1 está apagado y Sr está encendido para poder despejar el valor del cambio de corriente de inductor en este margen de tiempo.

La Figura 3.2.4 muestra el circuito equivalente del convertidor BDC cuando el transistor S1 está desactivado (abierto) y Sr está activo.

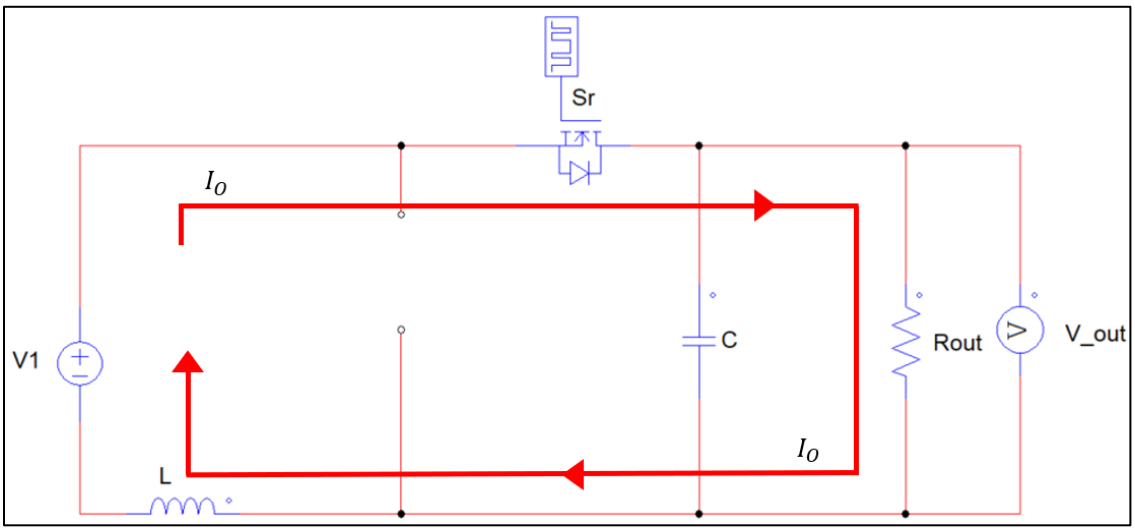

Figura 3.2.4: Circuito equivalente del convertidor BDC para la descarga del inductor

Durante este análisis de circuito se tienen tres componentes de voltaje, que son la fuente V1, el voltaje del inductor V_L y el voltaje a la salida sobre la batería (R_{OUT}), que es V_{OUT}. La suma algebraica de voltajes despejando el voltaje del inductor queda mostrada en la ecuación 3.5, mientras que la ecuación 3.6 muestra la sustitución del voltaje del inductor (como se hizo en la ecuación 3.3) y del periodo de tiempo. Se considera que el tiempo de activación del transistor Sr es de (1-*D1*)**Ts*, dado que la resta 1-*D1* representa el resto del ciclo de trabajo disponible en el periodo.

$$V1 - Vout - V_L = 0 \rightarrow V_L = V1 - Vout \qquad (3.5)$$

$$L\frac{di_L}{(1-D1)*Ts} = V1 - Vout \qquad (3.6)$$

Dado que en la ecuación 3.6 todos los valores excepto di_L son constantes, se reorganiza la ecuación para de nuevo despejar el valor del cambio de la corriente cuando el transistor S1 está abierto, como se hizo en la ecuación 3.4.

$$\Delta I_{L,open} = di_L = \frac{V1-Vout}{L}(1 - D1) * Ts \qquad (3.7)$$

De acuerdo con Hart (2010) y lo observado en la Figura 3.2.2, el cambio neto en la corriente del inductor en el estado estable de operación debe ser cero. Esto significa que los cambios de corriente en el inductor durante su carga y descarga deben cancelarse uno al otro, manteniendo el valor de la corriente promedio siempre en $I_{L,avg}$. De esta forma, los valores de cambio en corriente (ΔI_L) de las ecuaciones 3.4 y 3.7 se suman e igualan a cero.

$$\Delta I_{L,carga} + \Delta I_{L,descarga} = 0 \quad \rightarrow \quad \frac{V1*D1*Ts}{L} + \frac{V1-Vout}{L}(1-D1)*Ts = 0 \qquad (3.8)$$

Una vez que los cambios de corriente se reescriben, la ecuación 3.8 se puede manipular algebraicamente para eliminar el valor de inductancia *L* y el periodo *Ts*. La ecuación se puede manipular aún más para poder despejar los paréntesis, eliminar factores que se cancelan entre ellos, y dejar una ecuación que claramente muestre la relación entre voltaje de entrada (*V1*), voltaje de salida (*Vout*) y ciclo de trabajo del transistor S1 (*D1*).

$$V1 * D1 + (V1 - Vout)(1 - D1) = 0$$

$$V1 * D1 + (V1 - V1 * D1 - Vout + Vout * D1) = 0$$

$$V1 - Vout + Vout * D1 = 0$$

$$V1 - Vout(1 - D1) = 0$$

$$Vout = \frac{V1}{1-D1} \qquad (3.9)$$

A partir de la ecuación 3.9, se despeja el valor de *D1* dado que es un parámetro que se busca obtener, y normalmente se tiene los valores de voltaje de la fuente (*V1*), y voltaje al que se quiere llegar (*Vout*). La ecuación 3.10 muestra este despeje.

$$1 - D1 = \frac{V1}{Vout} \rightarrow D1 = 1 - \frac{V1}{Vout} \rightarrow D1 = \frac{Vout-V1}{Vout} \qquad (3.10)$$

Los valores del capacitor e inductor se calculan a partir de las ecuaciones del cambio en la carga del capacitor y cambio en la corriente del inductor, respectivamente. Al igual que las formas de onda analíticas de corriente de inductor vistas en la Figura 3.2.2, las formas de onda de voltaje a la salida se comportan de la misma manera. El voltaje *Vout* oscila entre un voltaje máximo y un voltaje mínimo, donde la diferencia entre *Vmax* y *Vmin* se le conoce como "rizo de voltaje", o variación.

La ecuación 3.11 muestra la relación entre el cambio en carga de capacitor, *Vout*, el valor de resistencia *R* y el tiempo activo del transistor *D1*Ts* (Hart, 2010). La ecuación 3.12 muestra la equivalencia de $|\Delta Q|$ con el valor del capacitor y la variación de voltaje a la salida $\Delta Vout$. Utilizando la igualdad de las ecuaciones 3.11 y 3.12, se puede determinar el valor de la variación de voltaje.

$$|\Delta Q| = \frac{Vout}{R} * D1 * Ts \quad (3.11)$$

$$|\Delta Q| = C * \Delta Vout \rightarrow \ \Delta Vout = \frac{Vout * D1 * Ts}{R * C} \qquad (3.12)$$

Por cuestiones prácticas y de diseño, resulta más cómodo determinar el valor del capacitor a partir de un cierto valor de rizo en el voltaje. La ecuación 3.13 despeja el valor del capacitor C a partir de la ecuación 3.12, y convierte las unidades de variación de voltaje de *volts* (ΔVout) a porcentaje del voltaje a la salida ($\frac{\Delta Vout}{Vout}$).

$$C = \frac{D1 * Ts}{R * \frac{\Delta Vout}{Vout}} \qquad (3.13)$$

El valor de inductor puede ser obtenido de cualquiera de las dos ecuaciones de cambio en la corriente ΔI_L (ecuaciones 3.4 y 3.7). Por simplicidad de fórmula, se seleccionó la ecuación 3.4. A partir de ella, se despeja el valor del inductor *L*.

$$\Delta I_L = di_L = \frac{V1*D1*Ts}{L} \rightarrow L = \frac{V1*D1*Ts}{\Delta I_L} \qquad (3.14)$$

Dado que el valor de ΔI_L representa la diferencia de corriente que existe entre la I_{max} e I_{min} (como se vio en la Figura 3.2.2), sus unidades son los *amperios* (A). Al momento de realizar el diseño del convertidor, es importante saber de antemano la corriente promedio del inductor ($I_{L,avg}$) para poder calcular el valor del rizo de corriente en función a la corriente promedio. Usualmente, el rizo representa un valor menor o igual al 10% del total de la corriente promedio; el porcentaje puede variar según la aplicación.

La ecuación para determinar el valor promedio de corriente en inductor $I_{L,avg}$ surge de la suposición que el circuito es ideal y no sufre de pérdidas de potencia en sus componentes, lo que ocasiona que la potencia de entrada (P_{in}) sea igual a la potencia de salida (P_{out}). Las ecuaciones para determinar estas potencias son las siguientes:

$$P_{in} = V1 * I_{L,avg} \qquad P_{out} = V_{out} * I_{out} \qquad (3.15)$$

Se reescribe *Iout* en función del voltaje a la salida *Vout* y el valor de la resistencia de carga *R*, según la Ley de Ohm.

$$Po = Vout * \frac{Vout}{R} = \frac{Vout^2}{R} \qquad (3.16)$$

A partir de la ecuación 3.9, se reescribe el voltaje a la salida y se factoriza la resistencia de la ecuación, igualando la potencia de entrada a la potencia de salida reescrita.

$$V1 * I_{L,avg} = \frac{V1^2}{(1-D1)^2} * \frac{1}{R} \qquad (3.17)$$

El valor de $I_{L,avg}$ se puede despejar eliminando la potencia al cuadrado del término *V1* del lado derecho de la ecuación. De la ecuación 3.9 también se puede reescribir el valor de *1-D1* en términos de los voltajes de entrada y salida.

$$I_{L,avg} = \frac{V1}{\frac{V1^2}{Vout^2}} * \frac{1}{R}$$

Una vez canceladas las potencias correspondientes, la corriente $I_{L,avg}$ queda en términos de *V1*, *Vout* y la resistencia. El valor *Vout* se puede factorizar para distribuirlo en las fracciones, dejando los siguientes términos.

$$I_{L,avg} = \frac{Vout^2}{V1} * \frac{1}{R} \rightarrow I_{L,avg} = \frac{Vout}{V1} * \frac{Vout}{R}$$

La fracción izquierda se reescribe en términos del ciclo de trabajo *D1* según la ecuación 3.9, dejando la ecuación final para el valor de la corriente promedio de inductor $I_{L,avg}$.

$$I_{L,avg} = \frac{1}{(1-D1)} * \frac{Vout}{R} \qquad (3.18)$$

Para cuestiones prácticas, también es útil conocer el valor requerido de la resistencia a la salida del convertidor. Utilizando la ecuación 3.16, se puede despejar el valor de la resistencia que cumpla con un valor de potencia determinado a la salida.

$$R = \frac{Vout^2}{Po} \qquad (3.19)$$

Capítulo 4: Simulaciones de convertidores BDC

4.1 Simulaciones de convertidor BDC

Las simulaciones del circuito BDC utilizaron los valores de componentes utilizados en el artículo consultado para la etapa directa. La Tabla 4.1 muestra el valor de cada componente de acuerdo con sus especificaciones de diseño, para poder obtener una potencia de salida de 500W a partir de dos entradas DC de 36V y 48V, cada una representando un panel solar y la implementación a la red eléctrica respectivamente.

Tabla 4.1: Parámetros de diseño para convertidor BDC (Ravinashkar & Ashok, 2019)

Parámetro	Símbolo	Valor
Voltaje de panel solar	V1	36V
Voltaje de red eléctrica	V2	48V
Voltaje a la salida	Vo	220V
Inductor	L	3.3mH
Capacitor	C	220µF
Frecuencia de trabajo	*f*	20 kHz
Ciclo de trabajo para S1	*D1*	0.3 = 30%
Ciclo de trabajo para S2	*D2*	0.46 = 46%

4.1.1 Consideraciones previas de simulación de circuito BDC

Los parámetros previamente vistos corresponden a la etapa de operación directa del circuito (carga de batería), por lo que el transistor *Sr* se encuentra apagado. Para la operación reversa (descarga de batería), el transistor regula la energía a la carga a través de su ciclo de trabajo *Dr*. La ecuación 4.1 indica la relación entre el voltaje de la batería *Vo*, el voltaje a la salida (o voltaje de red eléctrica) *V2* y el ciclo de trabajo.

$$V2 = Vo * Dr \qquad (4.1)$$

Para determinar el valor del ciclo de trabajo, fue necesario conocer el voltaje de la batería y el voltaje de la red eléctrica. Se utilizaron sus mismos valores que en la etapa directa de operación, vistos en la Tabla 4.1.1. Así, sustituyéndolos en la ecuación 4.1 y despejando *Dr*, se obtuvo el valor del ciclo de trabajo del transistor *Sr*.

$$48V = 220V * Dr \rightarrow \quad Dr = \frac{48V}{220V} = 0.21818$$

Para tener una simulación más realista, la fuente *V1* de voltaje (representando el voltaje de un panel solar) fue sustituida por un modelo funcional de panel solar, incluido en los elementos del *Renewable Energy Module* de PSIM. Para modelar el panel solar, se utilizaron los parámetros del panel S72PC-280 de la marca Solartec (Solartec, s.f). La Figura 4.1.1 muestra los parámetros colocados en PSIM según se tomaron de la parte posterior del panel solar físico.

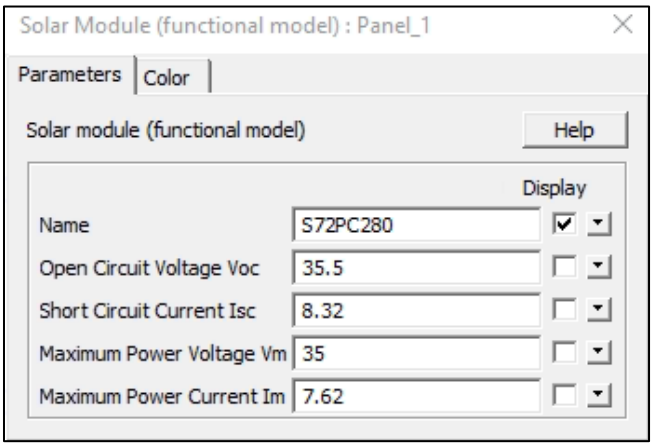

Figura 4.1.1: Parámetros de panel solar S72PC-280 utilizados en simulación (Solartec, s.f)

Los parámetros de voltaje colocados difieren a la fuente ideal colocada en el artículo, dado que se ajustaron para seguir teniendo 220V a la salida siguiendo el diseño del convertidor propuesto.

El artículo consultado no mencionaba las características de su elemento de carga (batería), por lo que la simulación realizada sustituyó la batería por una resistencia (*Ro*). Para determinar su valor, se despejó de la ecuación de potencia de salida *Pout* desarrollada en el capítulo anterior (ecuación 3.16).

$$Ro = \frac{Vo^2}{Po} = \frac{(220\,V)^2}{500\,W} = 96.8\,\Omega$$

La activación de los transistores en PSIM se logró utilizando los *gating blocks for switches*, donde se coloca la frecuencia deseada de disparo y los distintos puntos de cambio de estado (de 0 a 1 lógico, o de apagado a encendido). Para el control de los transistores en operación directa, dos bloques de *switches* se utilizaron, ambos configurados a la frecuencia indicada (20 kHz). El transistor *S1* tuvo un ciclo de trabajo de 0.3 (30%) mientras que *S2* tuvo de 0.46 (46%). Dado que los bloques de *switches* manejan el ciclo de trabajo de 0° a 360° (0 a 100%), se tuvo que realizar la conversión de forma manual. Simplemente se multiplicaron los valores de ciclo de trabajo por los 360° que representan el ciclo de trabajo completo.

El ciclo de trabajo de *S1* fue de 0° a 108° (0.3 * 360°). El ciclo de trabajo de *S2* fue de 0° a 166° (0.46 * 360°) pero se sumó al ciclo de *S1* dado que primero está activo *S1* y luego *S2*. Por ende, el ciclo de trabajo final de *S2* fue de 108° a 274°.

El apagado constante del transistor *Sr* se manejó utilizando un comparador conectado a un controlador de encendido-apagado (CONT). El comparador tuvo de entrada una fuente de voltaje triangular de 3V pico a pico (*V_TRI*) conectada a su terminal positiva, y una fuente DC de 5V (*V_DC*) a su terminal negativa. El apagado permanente del transistor se tradujo a un nivel lógico “0”, que se obtiene cuando el valor de voltaje en la entrada positiva del comparador es menor al valor de voltaje en la entrada negativa. Dado que el valor de voltaje

de la señal triangular (3 volts) nunca alcanzó el valor de la fuente DC (5 volts), el comparador siempre tuvo un “0” lógico en su salida. El controlador ON-OFF convierte el valor lógico a la salida del comparador y lo coloca en la terminal de control del transistor. La Figura 4.1.2 muestra el circuito diseñado para el apagado del transistor *Sr*. La Figura 4.1.3 muestra la salida lógica del comparador, comprobando que se obtuvo un nivel lógico “0”. En una implementación física, basta con mandar un “0” a la entrada de control del transistor para apagarlo, cosa que no fue posible realizar con el bloque de *switches* en PSIM.

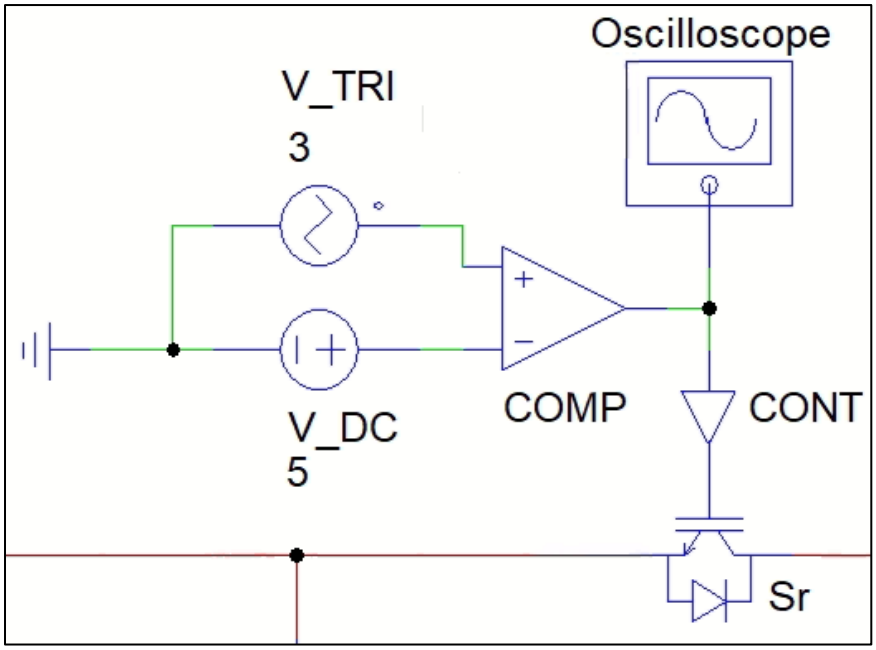

Figura 4.1.2: Circuito diseñado para apagado de transistor virtual

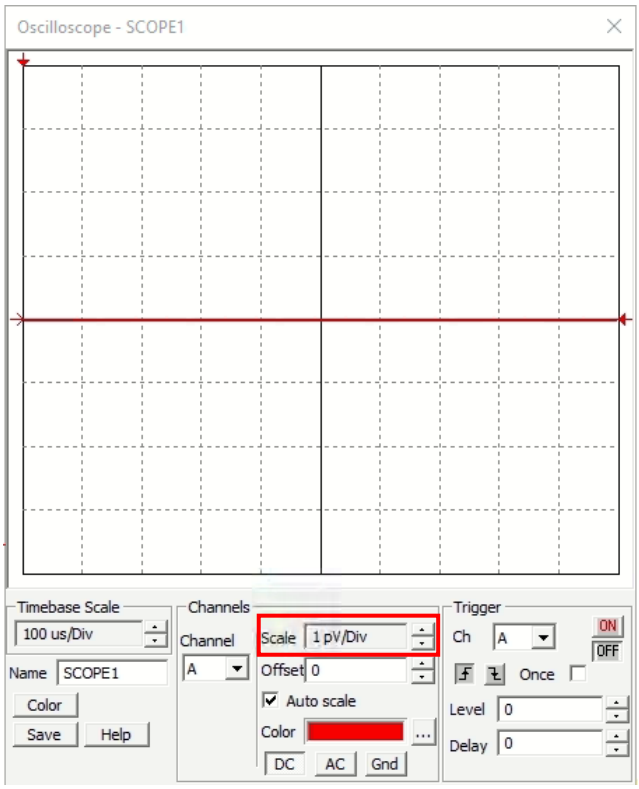

Figura 4.1.3: Salida lógica del comparador observada en el osciloscopio

Se puede observar la escala de voltaje está al mínimo, representando 1pV por división. El valor de voltaje está en el centro, ocupando cero divisiones (0 V), lo que significó un “0” lógico.

Con todas las previas consideraciones, el circuito BDC se completó con los valores de los componentes, los disparos de transistores, sustitución de fuente V1, integración de carga resistiva y el circuito de apagado del transistor *Sr*. La Figura 4.1.4 muestra el circuito BDC completo, junto con un medidor de voltaje y corriente de la salida (*V_out* e *I_out* respectivamente). El capacitor de 220µF paralelo al panel solar se colocó para reducir las variaciones el voltaje de salida, y obtener un voltaje constante que simule la fuente DC original.

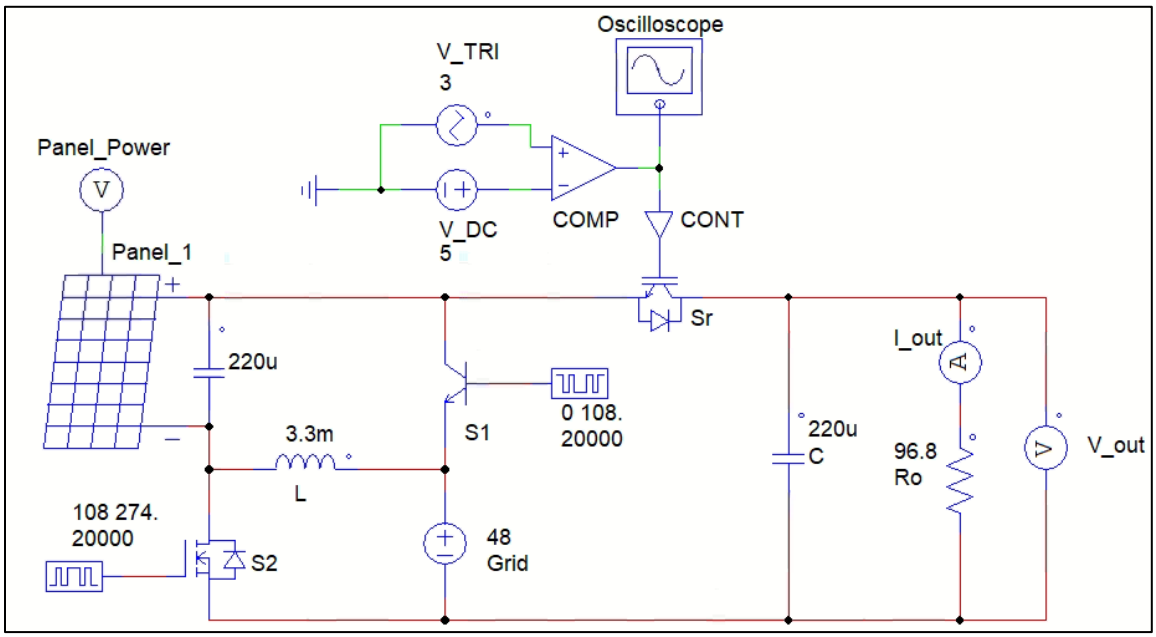

Figura 4.1.4: Circuito BDC modificado en etapa directa, implementado en PSIM

El transistor *Sr* originalmente se había colocado como un MOSFET (como se vio en la Figura 3.1.1). Al momento de realizar las simulaciones, el transistor se cambió por un IGBT como se mostraba originalmente en el artículo, para lograr un mayor realismo y fidelidad a la referencia.

Adicionalmente, se activaron las mediciones de corriente para los transistores *S1*, *S2* y *Sr*, inductor *L* y el capacitor *C*. Esto con el propósito de conocer los valores de corriente que cada componente debe soportar al momento de realizar la construcción física del circuito, y evitar situaciones donde los componentes sean dañados por los altos valores de corriente.

Los parámetros de simulación de PSIM se configuraron para obtener un tiempo total de simulación de 0.5 segundos. Se consideró que fue suficiente tiempo para lograr observar el comportamiento del circuito en estado estable, ya que superó su estado transitorio en 0.15 segundos. El *time step* (tiempo para obtener un nuevo punto en la gráfica; entre más pequeño, más detallada será la gráfica) se configuró inicialmente al valor recomendado por PSIM

(Powersim Inc., 2020), que era una magnitud más pequeña que el periodo más pequeño de simulación. Utilizando la frecuencia de *switching* de 20kHz, el periodo era de 50µs, por lo que se había considerado un *time step* de 5µs. Sin embargo, esta resolución no fue suficiente para que las gráficas se visualizaran de forma completa y detallada, por lo que se redujo aún más a 1µs. La Figura 4.1.5 muestra la comparación de detalle de gráfica cuando se utilizó un *time step* de 1µs contra el *time step* de 5µs.

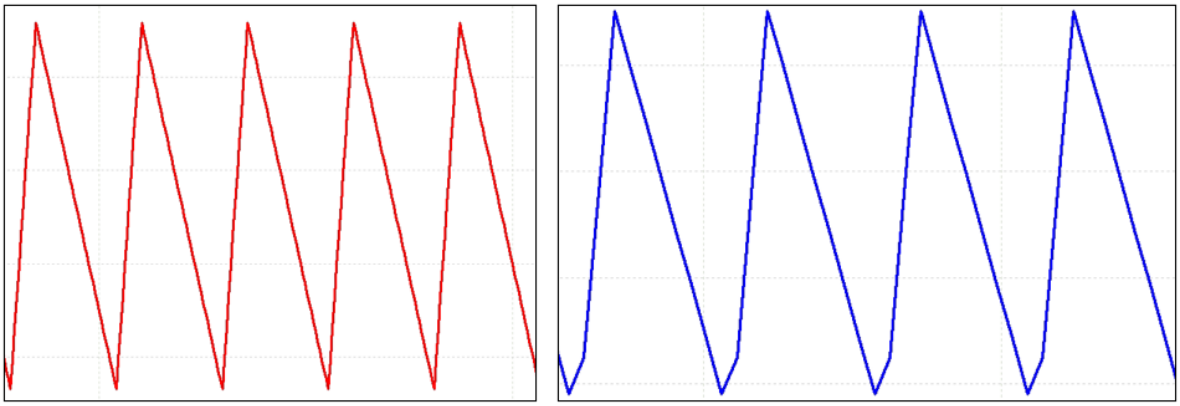

Figura 4.1.5: comparación entre time step de 1µs (en color rojo) vs 5µs (en color azul)

La principal diferencia observada fue en la transición entre pendiente negativa y pendiente positiva; mientras el *time step* de 1µs fue más detallado y continuo. El de 5µs tuvo un momento de discontinuidad en la pendiente positiva.

Para las simulaciones de la etapa inversa, la fuente *V1* fue sustituida por un cable simple, que conecte la parte superior de *S1* con el inductor. Adicionalmente, los transistores *S1* y *S2* se colocaron en un estado apagado permanente, utilizando el mismo circuito diseñado en la Figura 4.1.2. La carga resistiva a la salida del BDC (*Ro*) fue sustituida por una fuente DC de 220V. La fuente de voltaje *V2* fue sustituida por una carga resistiva *Grid* para absorber la energía de la batería, teniendo una potencia de salida de 100W.

4.1.2 Resultados de simulación de convertidor BDC en etapa directa

Los resultados obtenidos de simulación del convertidor BDC constaron de la obtención de formas de onda de voltaje, corriente y potencia sobre la carga resistiva, así como los niveles de corriente en cada uno de los transistores *S1*, *S2* y *Sr*. Adicionalmente, se obtuvo la forma de onda del inductor para verificar la continuidad de ésta.

La Figura 4.1.6 muestra la forma de onda del voltaje de salida *V_out* obtenido sobre la carga resistiva *Ro*.

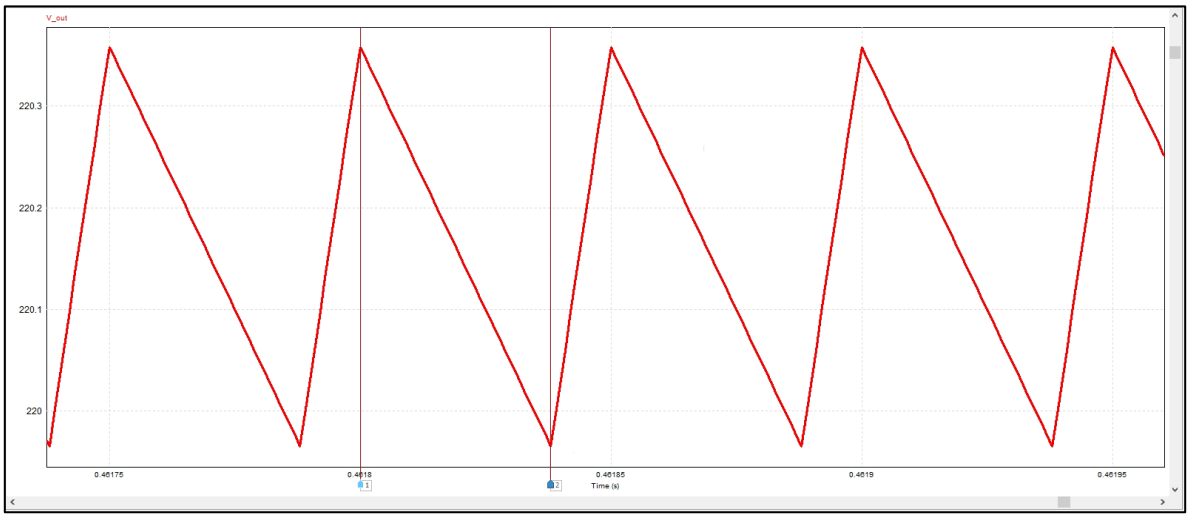

Figura 4.1.6: Forma de onda de voltaje de salida sobre carga Ro en etapa directa

Los cursores fueron colocados sobre el valor máximo de voltaje (cursor 1) y el mínimo (cursor 2). Esto permitió obtener el rizo de voltaje (*ΔV_out*) y el voltaje promedio.

La Figura 4.1.7 muestra los valores medidos de cada cursor así como el cálculo del promedio y rizo entregado por PSIM.

	x1	x2	Δ	Average
Time	4.6180000e-001	4.6183800e-001	3.8000000e-005	
V_out	2.2035820e+002	2.1996534e+002	-3.9285292e-001	2.2016171e+002

Figura 4.1.7: Valores analíticos de voltaje de salida V_out en etapa directa

Con esta figura se observó que el valor promedio de voltaje fue de 220.161 V, lo que difirió un 0.08% del valor original de diseño.

El valor de rizo de voltaje se mostró en valor negativo dado que PSIM realiza la resta del valor del cursor 2 menos el valor del cursor 1; el segundo cursor se encuentra en un mínimo mientras que el primero se encuentra sobre un máximo. Sin embargo, se tomó solamente la magnitud del valor de rizo para el análisis de resultados. El rizo entregado por el circuito fue de 0.39285 V, lo que representó un 0.178% de variación sobre el voltaje promedio, y se consideró un resultado altamente adecuado para el circuito.

Los resultados de corriente a la salida (*I_out*) estuvieron linealmente relacionados al voltaje, dado que la carga fue resistiva y su relación se dio por la Ley de Ohm. La Figura 4.1.8 muestra la forma de onda de corriente sobre la carga resistiva, y la Figura 4.1.9 muestra el valor de corriente máxima, mínima y su promedio, además del cálculo de la potencia sobre la carga resistiva.

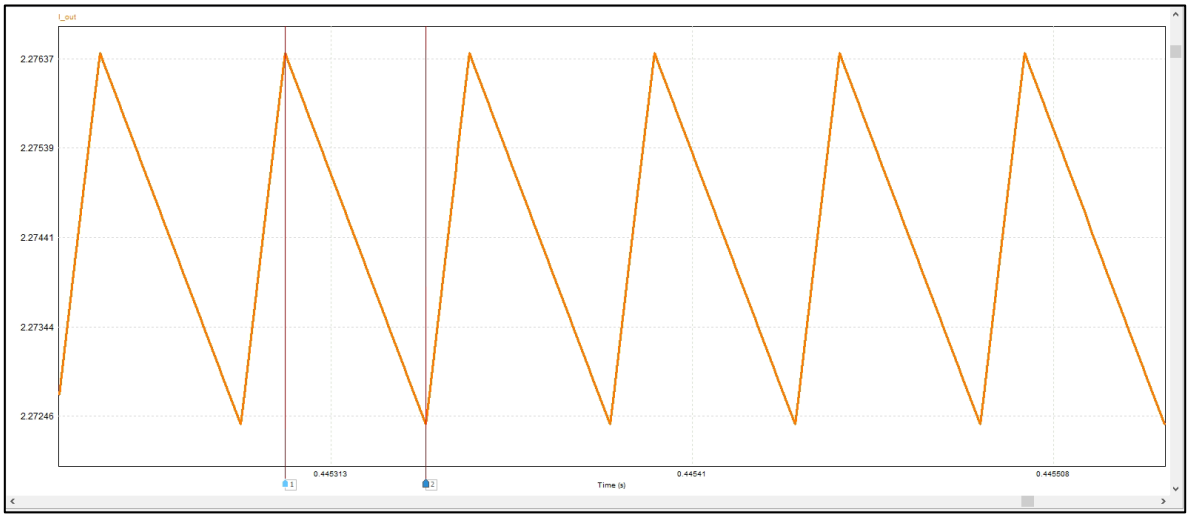

Figura 4.1.8: Forma de onda de corriente de salida (I_out) sobre carga Ro en etapa directa

	x1	x2	Δ	Average	Real Power
Time	4.2895000e-001	4.2898800e-001	3.8000000e-005		
I_out	2.2764233e+000	2.2723649e+000	-4.0583927e-003	2.2743935e+000	5.0071247e+002
V_out	2.2035777e+002	2.1996492e+002	-3.9285221e-001	2.2016129e+002	

Figura 4.1.9: Valores analíticos de corriente de salida I_out en etapa directa

Los valores de corriente fueron obtenidos al dividir el voltaje de salida entre el valor de la resistencia de salida *Ro* (96.8Ω). El rizo de corriente sobre la carga resistiva fue de 4.0584mA, equivalentes a un rizo porcentual del 0.178 % del valor de la corriente promedio. Utilizando las formas de onda de voltaje y corriente en la misma gráfica, se calculó la potencia real de la carga, que fue de 500.7125 W, difiriendo solamente en un 0.144% del valor de diseño.

Seguido de esto, se obtuvieron la forma de onda (Figura 4.1.10) y los valores de corriente de inductor (Figura 4.1.11), seguido de las formas de onda de corriente en transistores (Figura 4.1.12).

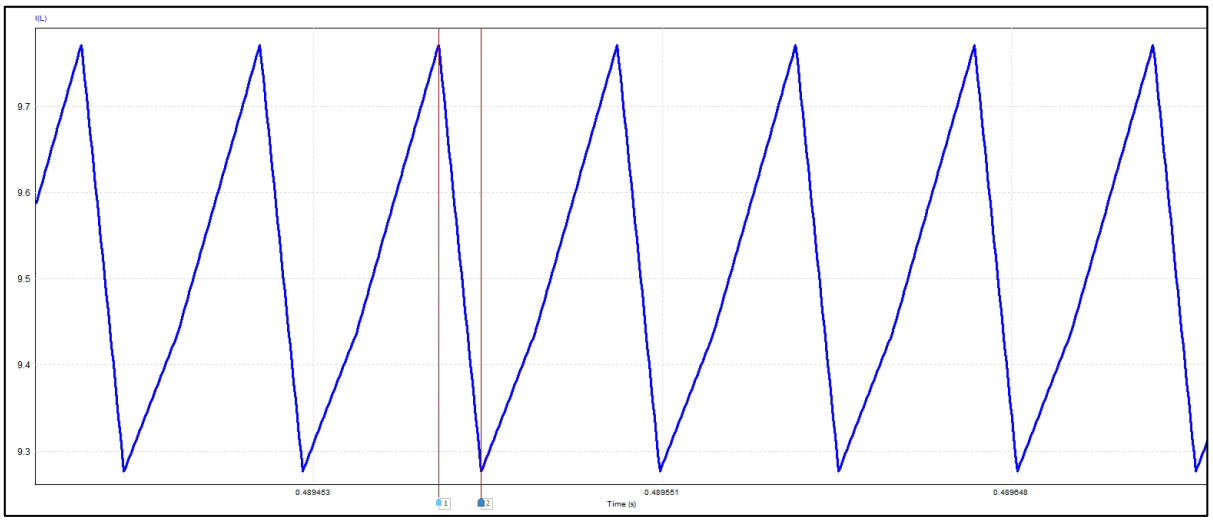

Figura 4.1.10: Forma de onda de corriente (I_L) del inductor en etapa directa

En la Figura 4.1.10 se puede observar que la pendiente positiva de corriente tiene dos partes: la primera va desde el valor mínimo de corriente (9.276 A) hasta 9.43 A, donde la pendiente

tomar un valor aún mayor. Esto coincidió con el comportamiento analítico de la forma de onda de la corriente del inductor visto en el Capítulo 3 (Figura 3.1.5).

	x1	x2	Δ	Average
Time	4.8948800e-001	4.8950000e-001	1.2000000e-005	
I(L)	9.7705647e+000	9.2762566e+000	-4.9430812e-001	9.5250533e+000

Figura 4.1.11: Valores analíticos de corriente de inductor I_L en etapa directa

Con el rizo de corriente ΔI_L se obtuvo un rizo porcentual del 5.1896 %, lo que cumple con el rango estándar de rizos de corriente en inductor.

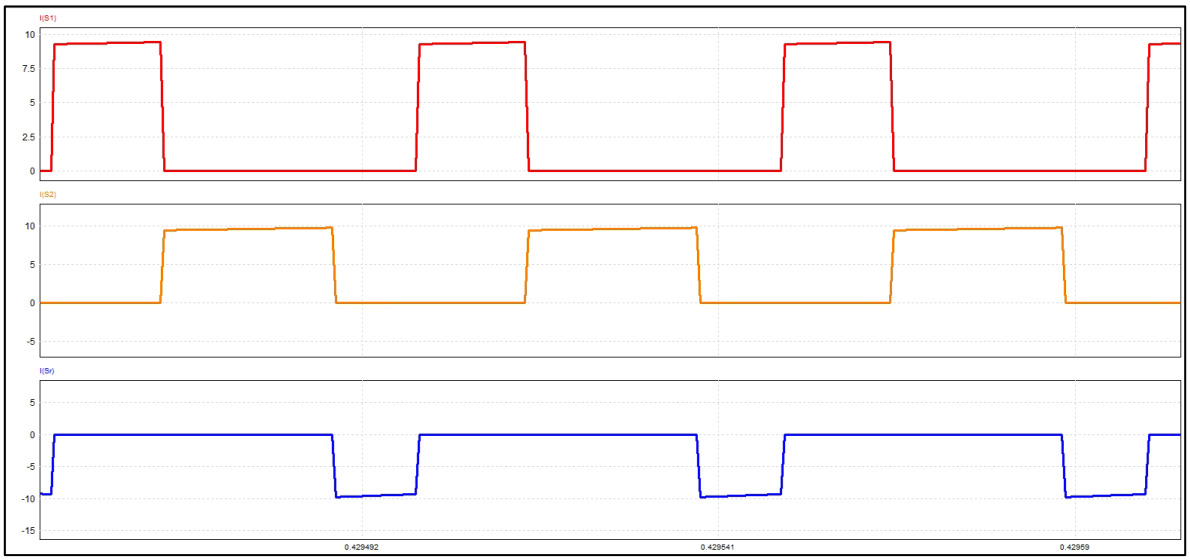

Figura 4.1.12: Formas de onda de corriente de los transistores S1 (rojo), S2 (naranja) y Sr (azul) en etapa directa

De la Figura 4.1.12 se pudo observar de forma clara que los disparos de los transistores se calcularon e implementaron de forma correcta y sí se logra la conducción en cada uno cuando se debe. El primer transistor en conducir es *S1*, seguido de *S2* y finalmente el diodo *Dr* del transistor *Sr*. El valor de corriente de *Sr* se considera negativo dado que está conduciendo a través del diodo, lo que va en dirección "contraria" a la normalmente establecida que es a través del transistor. El valor de interés para la selección de transistores fue la corriente

máxima. Utilizando los cursores, se determinó que el valor máximo de corriente para los transistores *S1*, *S2* y *Sr* fueron de 9.431A, 9.77A y 9.75A.

Finalmente, la corriente de capacitor fue obtenida. La Figura 4.1.13 muestra las formas de onda de la corriente del capacitor.

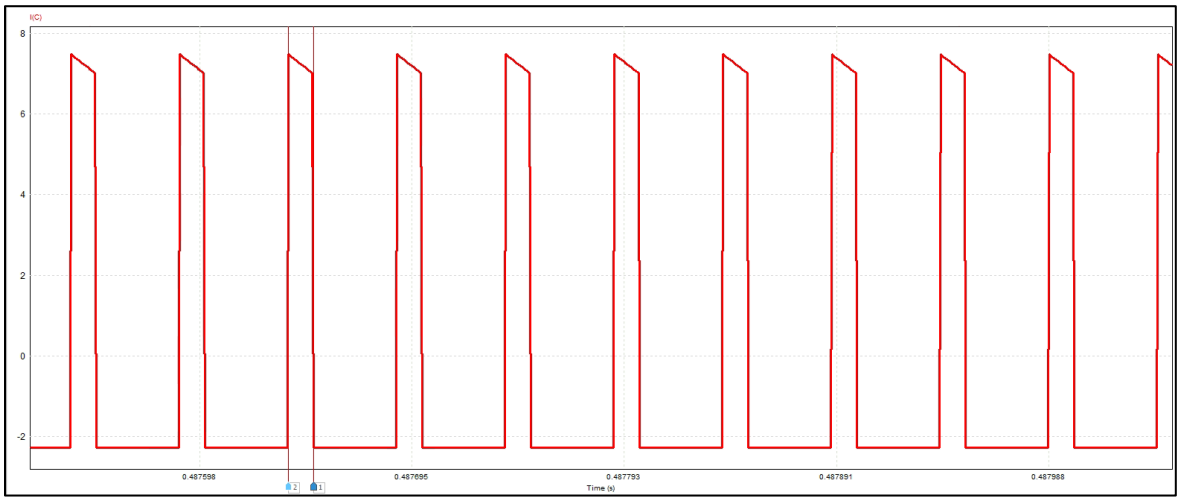

Figura 4.1.13: Formas de onda de onda de corriente en capacitor durante etapa de operación directa

Cabe aclarar que la corriente del capacitor es positiva durante la descarga del inductor, y negativa durante la carga del inductor. Esto coincide con las Figuras 3.1.2 y 3.1.3 donde se muestra la carga de inductor y direcciones de corrientes en el circuito. En estas dos subetapas, el capacitor actúa como una fuente de voltaje, entregando corriente a la carga y por ende, se muestra de forma negativa. La corriente toma el valor positivo cuando proviene del inductor, como se observó en la Figura 3.1.4.

4.1.3 Resultados de simulación de convertidor BDC en etapa de operación inversa

El valor de la resistencia de carga para la etapa de operación inversa (*Grid*) fue calculada utilizando la ecuación 3.19, considerando una potencia de 100W y voltaje de 48V.

$$R = \frac{Vout^2}{Po} = \frac{(48\,V)^2}{100\,W} = 23.04\,\Omega$$

El circuito BDC diseñado para la operación inversa se observa en la Figura 4.1.14. Se consideró el mismo tiempo de simulación que la etapa de operación directa (0.5 segundos) con el mismo *time step* (1µs).

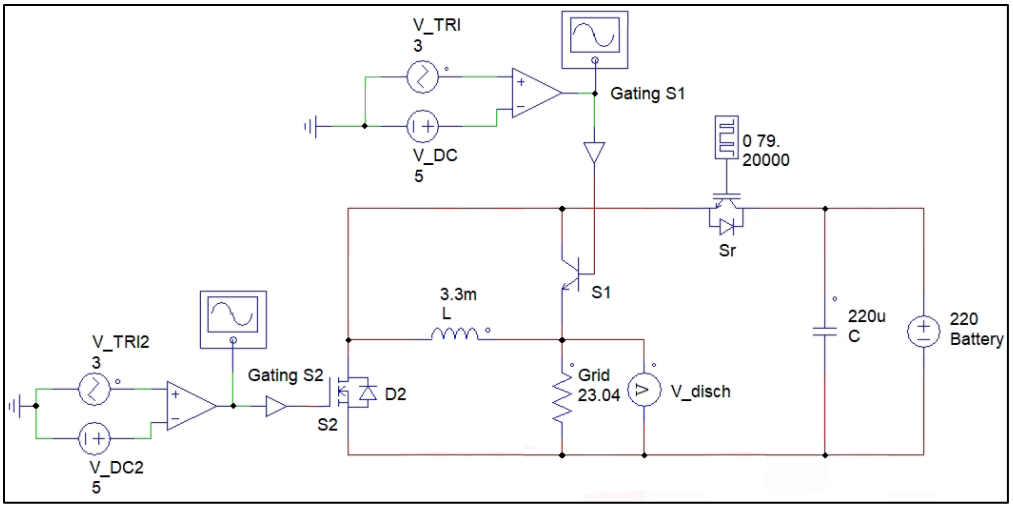

Figura 4.1.14: Circuito BDC modificado en etapa de operación inversa, implementado en PSIM

Los resultados de simulación del circuito BDC en etapa inversa consistieron en la obtención del voltaje, corriente y potencia a la salida, así como la corriente en el inductor y en los transistores *Sr* y *S2* (corriente en diodo antiparalelo *D2*).

La Figura 4.1.15 muestra el nivel de voltaje a la salida, representado por *V_disch*.

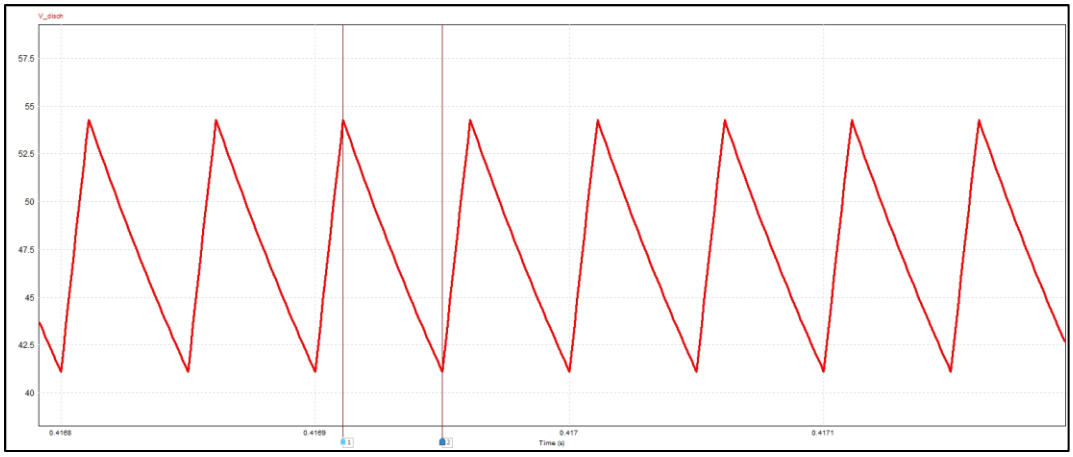

Figura 4.1.15: Forma de onda de voltaje a la salida, en etapa de operación inversa

El valor máximo, mínimo y promedio del voltaje a la salida se muestra en la Figura 4.1.16, obtenidos directamente de la colocación de cursores.

	x1	x2	Δ	Average
Time	4.1691100e-001	4.1695000e-001	3.9000000e-005	
V_disch	5.4281323e+001	4.1104067e+001	-1.3177257e+001	4.7394556e+001

Figura 4.1.16: Valores analíticos de voltaje a la salida, durante la etapa de operación inversa

Se observa que el nivel promedio de voltaje fue de 47.394 V, difiriendo un 1.23% de lo esperado. El rizo de voltaje *ΔV_disch* fue de 13.177 V, o 27.8%. Dado que a la salida no se tiene un filtro de voltaje (capacitor) en paralelo, el rizo acabó siendo mayor que lo ideal. No se podría colocar dicho filtro porque ocasionaría resonancia con el inductor.

Las formas de onda de corriente de la carga se pueden observar en la Figura 4.1.17, mientras que sus valores máximos, mínimo, promedio, y potencia real se observan en la Figura 4.1.18.

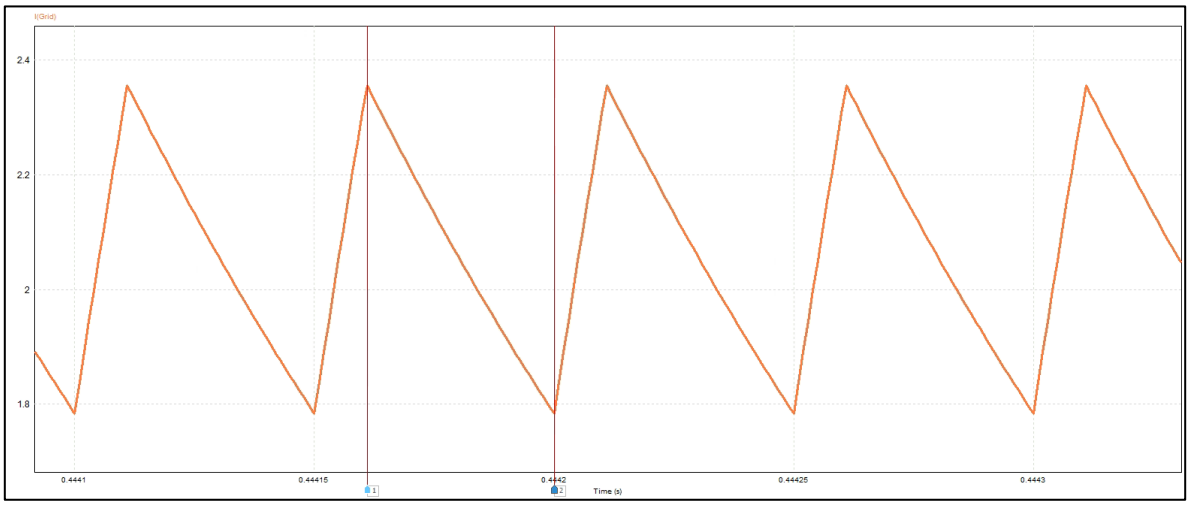

Figura 4.1.17: Forma de onda de corriente sobre la carga, en operación inversa

	x1	x2	Δ	Average	Real Power
Time	4.4416100e-001	4.4420000e-001	3.9000000e-005		
I(Grid)	2.3559602e+000	1.7840307e+000	-5.7192954e-001	2.0570554e+000	9.7556268e+001
V_disch	5.4281324e+001	4.1104067e+001	-1.3177257e+001	4.7394556e+001	

Figura 4.1.18: Valores analíticos de voltaje, corriente y potencia real sobre la carga, en operación inversa

Los valores de corriente tuvieron el mismo error y rizo porcentual que el voltaje, dada su relación lineal. La potencia obtenida (97.55 W) difirió un 2.45% de lo estimado, ocasionado por la diferencia de voltaje entre lo calculado y lo obtenido.

La corriente del inductor *L* tuvo una forma de onda continua, aunque sus valores fueron negativos. Esto fue ocasionado por la orientación de la medición de corriente y porque fue en sentido contrario que la etapa de operación directa, donde la corriente fue positiva. Sin embargo, para cuestiones de análisis se tomó solamente la magnitud de la corriente. La Figura 4.1.19 muestra la forma de onda de la corriente sobre el inductor, mientras que la Figura 4.1.20 muestra los valores máximos, mínimo y promedio de la corriente de inductor.

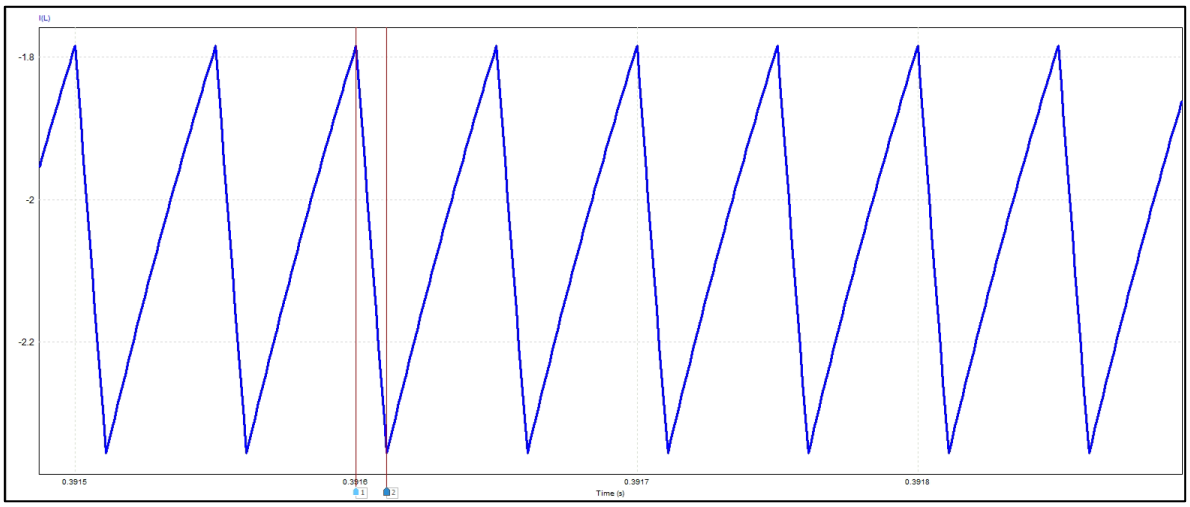

Figura 4.1.19: Forma de onda de corriente sobre inductor, en operación inversa

	x1	x2	Δ	Average
Time	3.9160000e-001	3.9161100e-001	1.1000000e-005	
I(L)	-1.7840349e+000	-2.3559657e+000	-5.7193086e-001	-2.0744250e+000

Figura 4.1.20: Valores analíticos de corriente sobre inductor, en operación inversa

Se puede observar de las figuras anteriores que la corriente del inductor es continua, con un valor máximo de 2.356 A y promedio de 2.07 A. Comparando los valores promedio de

corriente del inductor tanto en la operación directa e inversa, la corriente promedio en operación directa es mayor que en la operación inversa. Por ende, al momento de implementar el circuito físico es importante diseñar el inductor para soportar la corriente más alta, es decir, la de la operación directa.

Asimismo, a diferencia de la operación directa, la corriente del inductor ya no tiene dos pendientes positivas de diferente valor, lo que concuerda con las formas de onda analíticas vistas en la Figura 3.1.8.

Finalmente, las formas de onda de corriente en transistores *Sr* y *S2* (diodo *D2*) se pueden observar en la Figura 4.1.21.

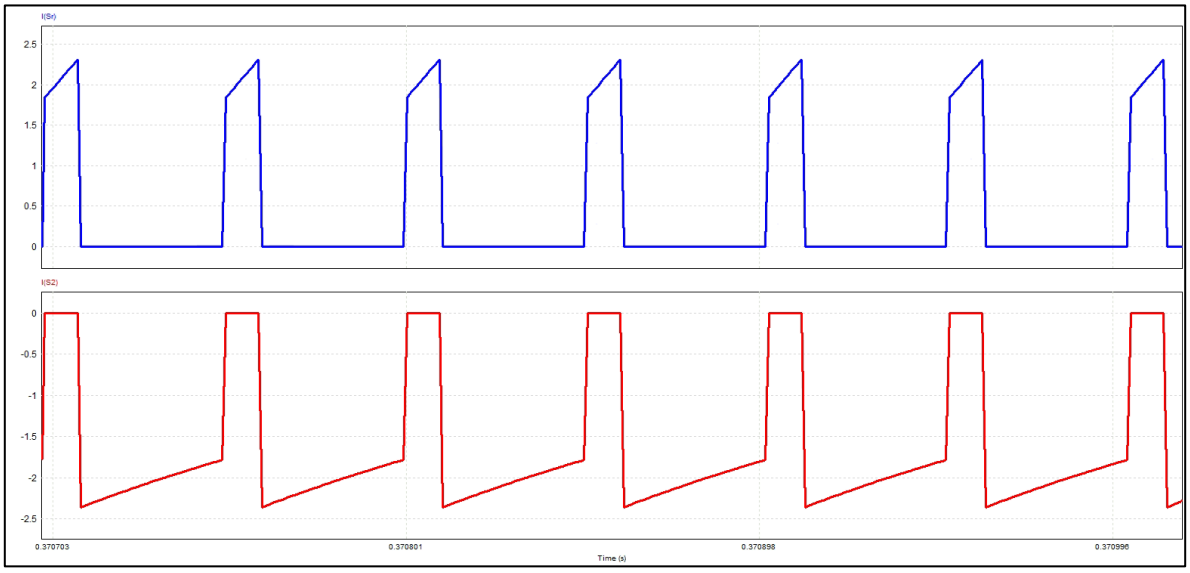

Figura 4.1.21: Formas de onda de corriente en transistores Sr (azul) y S2 (rojo) durante operación inversa

Durante la etapa de operación inversa del circuito, el transistor *Sr* entra primero en operación, seguido del diodo *D2* del transistor *S2*. La corriente del este transistor aparece negativa dado que está pasando por el diodo y su dirección es contraria al flujo normal de corriente a través del transistor.

El valor máximo de corriente que debe soportar el transistor *Sr* es de 2.307 A, mientras que *S2* debe soportar 2.356 A. Comparando estos valores con los obtenidos durante la operación directa, se deben seleccionar los transistores para soportar los valores de corriente de ésta, dado que es en esta etapa donde se obtienen los valores máximos de corriente para estos dispositivos.

4.2 Simulaciones de convertidor BDC simplificado (*boost*)

Para comenzar la simulación del convertidor BDC simplificado en topología *boost*, primero se determinaron los valores de cada uno de los componentes para que se alcanzaran las especificaciones deseadas. Esto se logró utilizando las ecuaciones desarrolladas en la sección 3.2 del presente trabajo, que corresponden a cada uno de los componentes físicos y los parámetros de diseño restantes del circuito BDC simplificado. Al igual que el circuito BDC simulando en la sección 4.1 del presente trabajo, la fuente DC equivalente a un panel solar fue sustituida por el modelo funcional de un panel solar en PSIM. Dado que este circuito se implementó de forma física utilizando un panel disponible, los parámetros del panel en la simulación se configuraron acorde al panel solar M55 de Siemens (Siemens, s.f). La Figura 4.2.1 muestra los parámetros configurados del modelo funcional de panel solar en PSIM a partir del panel solar de Siemens.

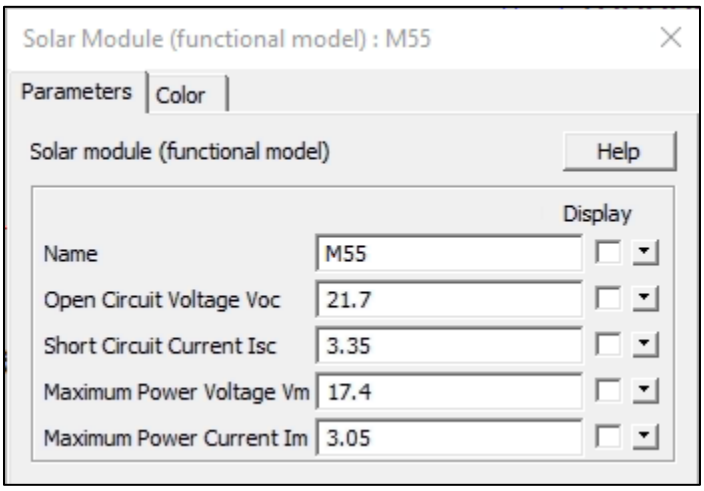

Figura 4.2.1: Parámetros de panel solar M55 configurados en PSIM (Siemens, s.f)

La Tabla 4.2 muestra los valores deseados de voltaje de entrada (*V1*), voltaje a la salida (*Vout*), potencia de carga (*Po*), frecuencia a utilizar (*f*), y valores deseados de rizo de voltaje ($\Delta Vout$) y rizo de corriente (ΔI). Se consideró el voltaje de entrada *V1* igual al voltaje del panel solar con potencia máxima, dado que se tiene una carga conectada.

Tabla 4.2: Valores deseados iniciales de diseño para convertidor BDC simplificado

Parámetro	Símbolo en circuito	Valor
Voltaje de entrada	*V1*	17.4 V
Voltaje de salida	*Vout*	24 V
Potencia de carga	*Po*	50W
Frecuencia de *switches*	*f*	50 kHz
Rizo de voltaje	$\Delta Vout$	1%
Rizo de corriente	ΔI	2%

El primer parámetro para calcular fue el ciclo de trabajo *D1*, que corresponde a la porción del periodo *Ts* donde estará activado el transistor *S1* en el circuito. Aquí, se utilizó la ecuación 3.10.

$$D = \frac{Vout - V1}{Vout} = \frac{24V - 17.4V}{24V} = 0.275 = 27.5\%$$

Según la ecuación anterior, se determinó que el tiempo de encendido del transistor *S1* era del 27.5% del periodo total *Ts*. Esto significa que el transistor *Sr* iba a estar encendido (1-*D1*) del periodo *Ts*, o el otro 72.5% del tiempo. El transistor *S1* comienza encendido, seguido de *Sr*. Siguiendo el procedimiento del circuito BDC original, se consideraron 360° para el ciclo completo de los bloques de disparo de *switches*, donde *S1* estuvo activo el 27.5% de éste. Eso resultó en un periodo de activación de 0° a 99° (0.275*360°) para el primer transistor. Dado que *Sr* estuvo activo el resto del tiempo, se configuró la activación de su bloque de disparo de *switches* de 99° a 360°, finalizando el ciclo de trabajo. Los bloques de activación de transistores también se configuraron para que ambos se activaran a una frecuencia de 50 kHz.

El siguiente parámetro para calcular fue el valor del resistor *Ro* utilizando la ecuación 3.19, dado que el valor de resistencia se utiliza en las ecuaciones del capacitor (3.13) e inductor (3.14).

$$Ro = \frac{Vout^2}{Po} = \frac{(24V)^2}{50W} = 11.52\Omega$$

A partir del resistor, se calculó el valor del capacitor de acuerdo con el valor deseado de rizo de voltaje *ΔVout*. El periodo *Ts* se consideró como el inverso de la frecuencia *f* (1/*f*), o un equivalente de tiempo de 20 microsegundos (20 μs). El valor de rizo de voltaje *ΔVout* se escribió en términos fraccionarios (1% = 1/100).

$$C = \frac{D1 * Ts}{R * \frac{\Delta Vout}{Vout}} = \frac{0.275 * 20\mu s}{11.52\Omega * \frac{1}{100}} = 47.77\ \mu F$$

Seguido, el valor del inductor se calculó considerando el rizo de corriente *ΔI* en unidades de corriente (Amperes), a diferencia del rizo de voltaje que se puede calcular en valor

porcentual. Para poder determinar el rizo de corriente, fue necesario calcular el valor de corriente promedio a través del inductor $I_{L,avg}$ utilizando la ecuación 3.18.

$$I_{L,avg} = \frac{1}{(1-D1)} * \frac{Vout}{R} = \frac{1}{(1-0.275)} * \frac{24V}{11.52\Omega} = 2.8736\ A$$

El parámetro deseado de diseño para el rizo de corriente fue del 2%, y se obtuvo del valor promedio de corriente y se introduce en la ecuación para el cálculo del inductor.

$$L = \frac{V1*D1*Ts}{\Delta I_L} = \frac{17.4V*0.275*\ 20\mu s}{\frac{2}{100}*2.8736\ A} = 1.67\ mH$$

De acuerdo con las ecuaciones anteriores, se implementó el circuito BDC simplificado de topología *boost* en el *software* PSIM. La Figura 4.2.2 muestra el circuito BDC simplificado con los valores de sus componentes y configuración de disparo de transistores.

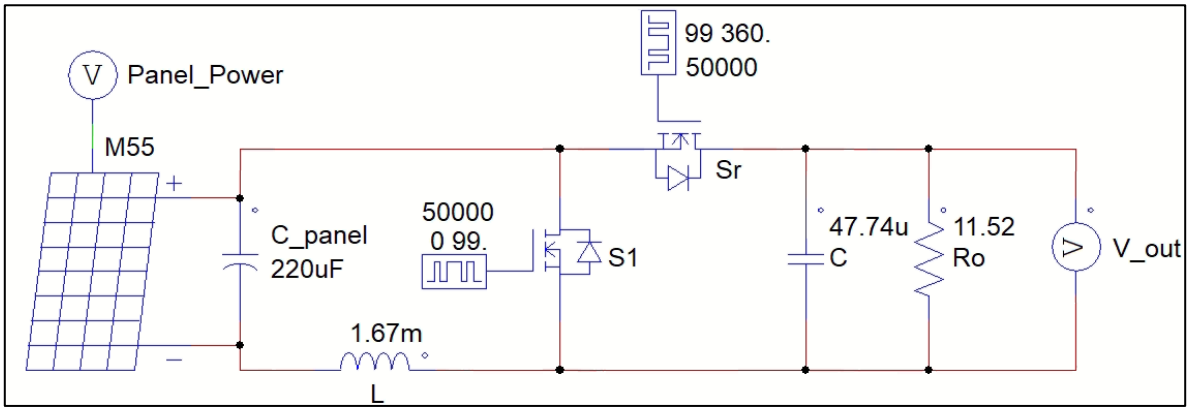

Figura 4.2.2: Circuito BDC simplificado de topología boost, implementado en PSIM

De acuerdo con Kasa *et al*. (2003), un capacitor electrolítico se conecta en paralelo con el arreglo fotovoltaico para reducir la impedancia de la fuente. Por ello, se utilizó el capacitor *C_panel* con valor de 220μF en paralelo al panel solar dentro de PSIM para reducir dicha impedancia y lograr que el panel se comportara como fuente DC estable y constante.

Al igual que la simulación del circuito BDC original, se habilitaron las mediciones de corriente en los transistores *S1* y *Sr* respectivamente, así como en la resistencia de salida *Ro*.

Los parámetros de tiempo de simulación total y *time step* se mantuvieron iguales a la simulación del circuito BDC, simulando 0.5 segundos con *time step* de 1µs. Dado que en algunas gráficas se presentaron errores de resolución, el *time step* se redujo aún más a 0.5 µs. Las formas de onda y valores analíticos obtenidos se tomaron del periodo estable del circuito (a partir de 0.05 segundos). Con las consideraciones hechas, se procedió a la simulación.

La Figura 4.2.3 muestra la forma de onda de voltaje a la salida (*V_out*), mientras que la Figura 4.2.4 muestra los valores analíticos de voltaje obtenidos, como lo fueron el voltaje máximo y mínimo, el valor de rizo, y el promedio.

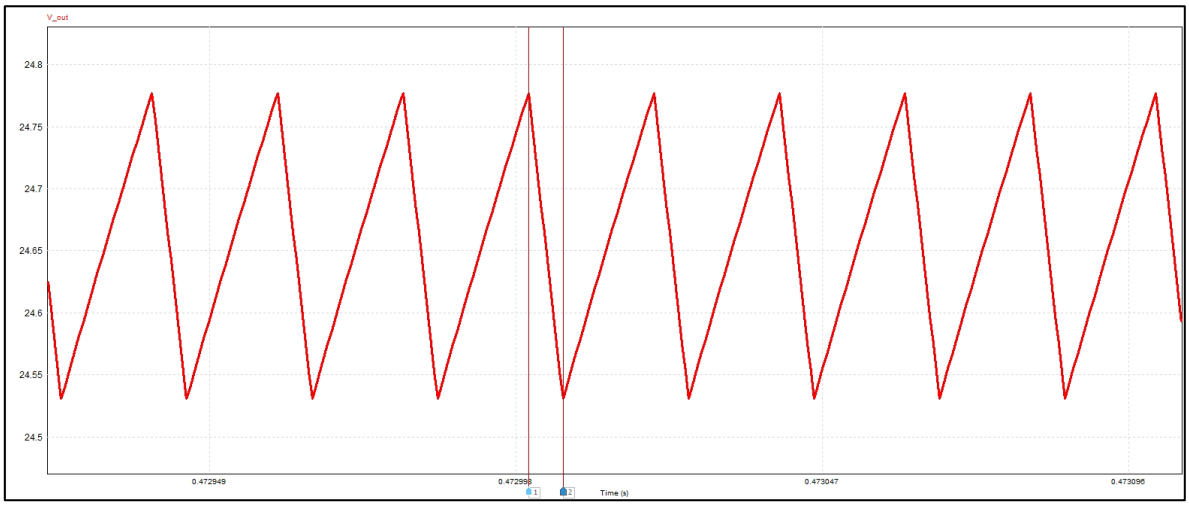

Figura 4.2.3: Forma de onda de voltaje en la salida del circuito BDC simplificado implementado en PSIM

	x1	x2	Δ	Average
Time	4.7300000e-001	4.7300550e-001	5.5000000e-006	
V_out	2.4777210e+001	2.4530669e+001	-2.4654085e-001	2.4653734e+001

Figura 4.2.4: Valores analíticos de voltaje en la salida del circuito BDC simplificado

Considerando los valores máximos y mínimos de voltaje se obtuvo un rizo de 0.246V a partir del voltaje promedio de 24.465 V; éste difirió un 1.93% del esperado. El rizo representó una variación del 1 %, cumpliendo con los parámetros deseados establecidos en la Tabla 4.2.1.

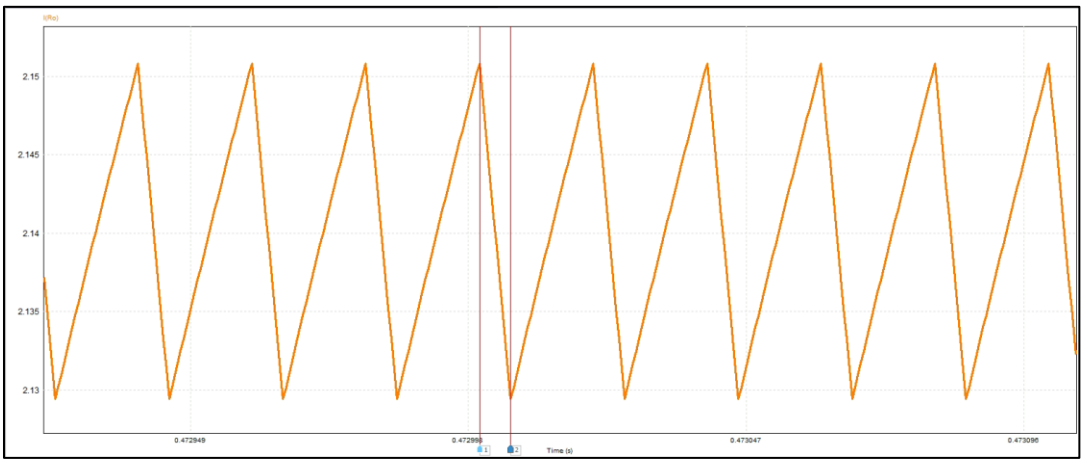

Figura 4.2.5: Forma de onda de corriente en resistencia de carga en circuito BDC simplificado

	x1	x2	Δ	Average	Real Power
Time	4.7296000e-001	4.7296550e-001	5.5000000e-006		
V_out	2.4777210e+001	2.4530669e+001	-2.4654085e-001	2.4653734e+001	5.2719185e+001
I(Ro)	2.1507995e+000	2.1293983e+000	-2.1401116e-002	2.1400811e+000	

Figura 4.2.6: Valores analíticos de corriente en salida de circuito BDC boost

El valor de rizo en corriente en salida está linealmente relacionado con el voltaje a la salida, por lo que mantiene el 0.964 %. Ambas formas de onda de voltaje y corriente se colocaron en la gráfica para obtener el valor de potencia real, cuyo valor fue de 52.72 W. El valor de potencia obtenida difirió un 5.44% del estimado.

La Figura 4.2.7 muestra la forma de onda de corriente de inductor, mientras que la Figura 4.2.8 entrega los valores analíticos de corriente obtenidos de PSIM.

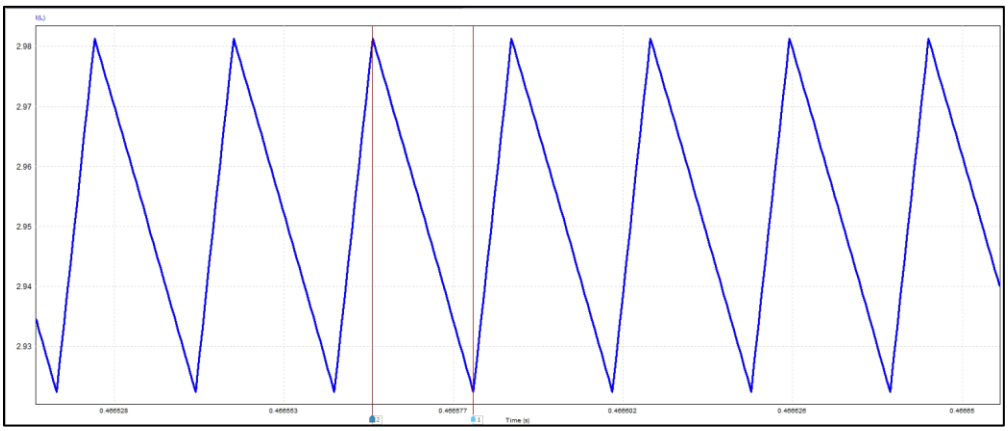

Figura 4.2.7: Forma de onda de corriente de inductor en circuito BDC boost

	x1	x2	Δ	Average
Time	4.6658000e-001	4.6656549e-001	-1.4511322e-005	
I(L)	2.9224190e+000	2.9811711e+000	5.8752153e-002	2.9529194e+000

Figura 4.2.8: Valores analíticos de corriente en inductor en circuito BDC boost

Tomando en cuenta el valor máximo de corriente (2.981 A) y el mínimo (2.922 A), la corriente de inductor tiene un comportamiento continuo durante el estado estable del circuito, dado que el valor de ésta no regresa a cero. Asimismo, el rizo de corriente fue del 1.99%, lo que también cumplió con las especificaciones de diseño establecidas en la Tabla 4.2. El valor máximo de corriente (2.98 A) debe considerarse para el diseño físico de inductor, y que el cable pueda soportar la corriente.

El análisis de corriente de capacitor fue también necesario para determinar el componente a utilizar. La corriente del capacitor siguió el comportamiento observado en las Figuras 3.2.3 y 3.2.4. Durante la carga del inductor (tiempo 0 a *D1*Ts*) la corriente del capacitor es negativa dado que está descargando su energía hacia la resistencia. Durante la descarga del inductor (*D1*Ts* a *Ts*), la corriente es positiva dado que la corriente está entrando tanto al capacitor como a la resistencia de carga. Esto se puede ver claramente en la Figura 4.2.8.

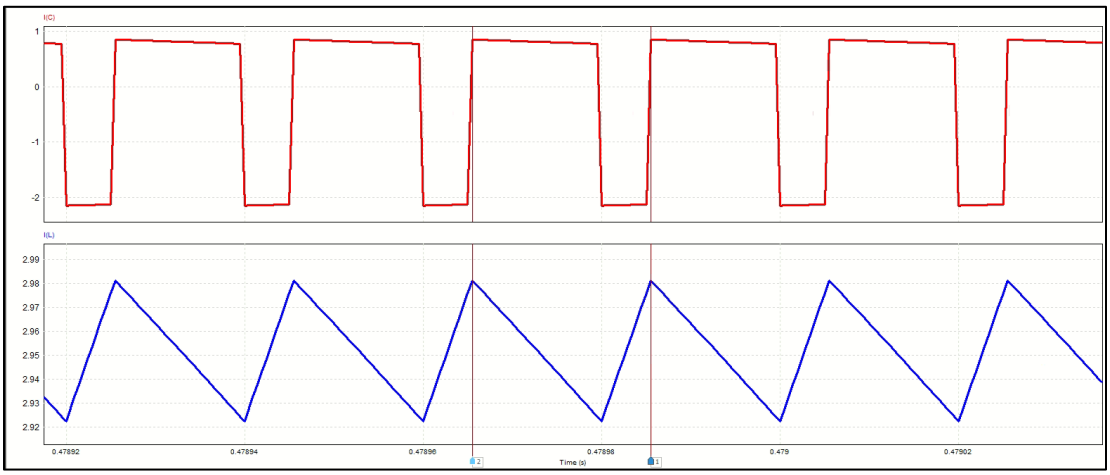

Figura 4.2.8: Formas de onda de corriente de capacitor y de inductor en circuito BDC boost

Se puede observar la alternancia de valor de corriente de inductor pasando de valor negativo (durante pendiente positiva de corriente de inductor) hacia valor positivo (durante pendiente negativa de corriente de inductor). La Figura 4.2.9 muestra los valores analíticos de corriente de capacitor para seleccionar el componente adecuado.

	x1	x2	Δ	Average	RMS
Time	4.7898550e-001	4.7896550e-001	-2.0000000e-005		
I(C)	8.5189152e-001	8.5189152e-001	1.2532198e-012	7.3589998e-004	1.3192423e+000
I(L)	2.9812923e+000	2.9812923e+000	2.2799540e-012	2.9519844e+000	2.9520336e+000

Figura 4.2.9: Valores analíticos de corriente de capacitor en circuito BDC boost

Se puede observar que la corriente RMS es de 1.32A para el capacitor, por lo que se debe considerar esto para la selección de componente.

La Figura 4.2.10 muestra las formas de onda de corriente de los transistores *S1* y *Sr*.

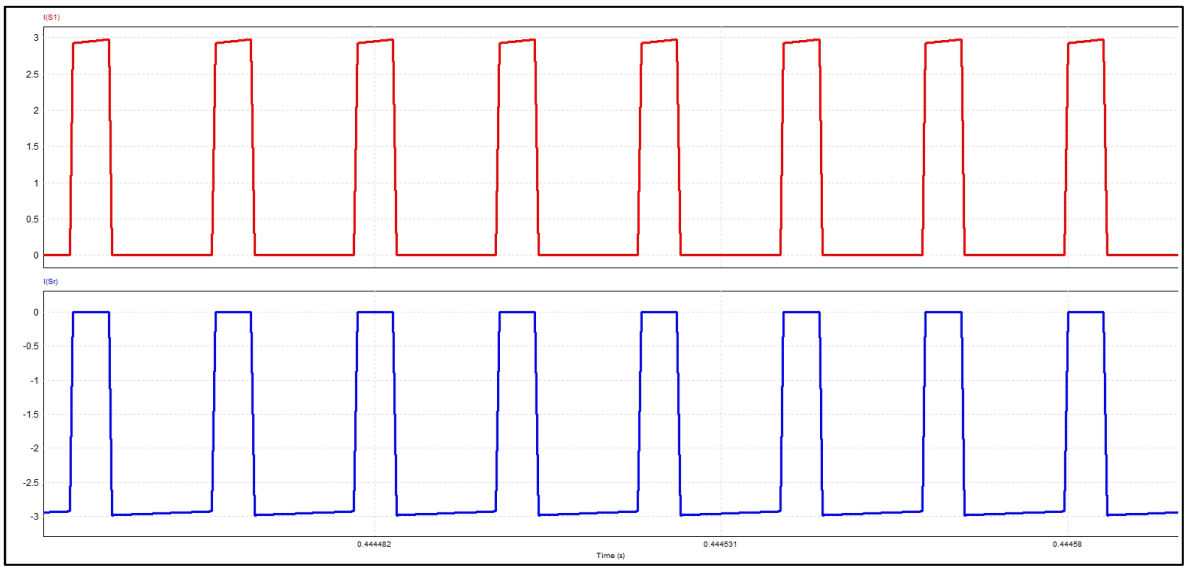

Figura 4.2.10: Formas de onda de corriente en transistores S1 (rojo) y Sr (azul) en circuito BDC boost

A partir de las formas de onda de los transistores se puede observar el comportamiento alternante entre los dos. Cuando *S1* está conduciendo corriente, el transistor *Sr* no conduce dado que su valor de corriente está en 0 A. Cuando *S1* está apagado, *Sr* conduce corriente negativa dado que utiliza el diodo y la corriente va en contra de la dirección normalmente establecida. La Figura 4.2.11 muestra los valores analíticos de corriente obtenidos en ambos transistores *S1* (en rojo) y *Sr* (en azul).

	x1	x2	Δ	Average
Time	4.4444550e-001	4.4458500e-001	1.3950000e-004	
I(S1)	0.0000000e+000	2.9759421e+000	2.9759421e+000	8.0859867e-001
I(Sr)	-2.9812899e+000	0.0000000e+000	2.9812899e+000	-2.1432891e+000

Figura 4.2.11: Valores analíticos de corriente para transistores S1 y Sr en circuito BDC boost

Al momento de implementar el circuito en físico, se tomaron los valores máximos de corriente que soportaron cada transistor para asegurar un diseño seguro. A partir de los valores de la Figura 4.2.10, *S1* debe soportar un máximo de 2.981A y *Sr* debe soportar 2.976A.

Capítulo 5: Implementación y experimentación del circuito BDC boost

5.1 Selección de componentes pasivos y activos

Tomando en cuenta los resultados de simulación obtenidos, se realizó la selección de componentes para la construcción del circuito BDC *boost* modificado.

Primero, se seleccionó un transistor que soportara la frecuencia de *switcheo* a 50kHz y la corriente de transistor (2.9 A). De los componentes disponibles en el laboratorio, se seleccionó el MOSFET IRFZ44 dado que puede soportar una corriente de hasta 49 A, y el voltaje necesario para su *switcheo* es bajo (AllDataSheet, s.f).

El diodo seleccionado para sustituir al transistor *Sr* debía soportar tanto la corriente establecida (2.9 A) y la frecuencia de *switcheo*, por lo que un diodo de rápida recuperación era necesario. Se seleccionó inicialmente el modelo NTE580 pero dado que su límite de corriente (3 A) era muy cercano al valor de la corriente que pasaba por él, se optó por seleccionar un diodo con mayor capacidad. Por ello, finalmente se seleccionó el diodo 10ETF02S con capacidad máxima de corriente de 10 A (Vishay Semiconductors, s.f).

Para el capacitor, se seleccionó uno de 47μF a 25V dado que el valor de voltaje estaba cerca al valor deseado, y el valor de capacitancia coincidía con el valor necesario según el diseño con una diferencia del 1.55%. Esta diferencia se consideró negligible dado que sólo afectaría el rizo de voltaje. Al momento de realizar las pruebas iniciales del circuito, se notó que el capacitor se calentaba lentamente; esto no era deseado para un circuito estable, por lo que se optó colocar 4 capacitores de 12μF en paralelo (sumando sus valores de capacitancia) para que la corriente se distribuyera entre ellos y aun se alcanzara el valor deseado de capacitancia.

Para obtener una potencia de salida de 50W, la resistencia debió tener un valor de 11.52Ω según las ecuaciones realizadas. Sin embargo, no se tuvieron resistencias de ese valor que pudieran soportar los 50W de potencia. Se seleccionaron entonces dos resistencias de 27Ω que pudieran soportar 25W cada una para que, al conectarlas en paralelo, lograran soportar la potencia y entregar un valor de resistencia aproximado al necesario (13.5Ω). Esto modificó el valor deseado de potencia a 42.66W según la ecuación 3.19.

El último componente por seleccionar era el inductor. Los inductores disponibles en el laboratorio eran para aplicaciones de baja potencia, por lo que iba a ser necesario utilizar una gran cantidad de ellos para sustituir un inductor de potencia. Dada la especificidad del circuito diseñado, el inductor fue construido para poder soportar la frecuencia y corriente máxima de inductor según las simulaciones (2.981 A). Para tener un margen de seguridad, se tomó como corriente máxima 3 A.

5.2 Construcción de inductor de potencia

Para realizar la construcción de potencia se tomó en cuenta el valor máximo de corriente de inductor, la frecuencia de *switcheo*, y el valor como tal del inductor que surgió de las ecuaciones de diseño.

El inductor consta de un alambre embobinado alrededor de un núcleo metálico, usualmente de ferrita. Dependiendo del tamaño y propiedades físicas del núcleo, así como de la cantidad de vueltas en la bobina del inductor, será el valor de inductancia que se tenga. Se utilizó un núcleo de ferrita modelo E55 para tener un buen balance entre capacidad energética, vueltas necesarias y tamaño en el circuito.

El primer paso para la construcción del inductor fue el cálculo del volumen de entrehierro del núcleo. Este volumen consta del espacio que existe entre las dos secciones del núcleo y se calculó con la ecuación 5.1.

$$Volumen\ entrehierro = \frac{\mu * L * i^2}{B^2} \qquad (5.1)$$

Donde μ es el valor de la permeabilidad en el vacío ($4\pi*10^{-7}$ H/m), *L* es el valor de inductancia deseado, *i* es el valor máximo de corriente que tendrá el inductor, y *B* es la densidad de flujo magnético (considerada como 200 mT).

Sustituyendo los valores en la ecuación se tiene el siguiente valor de volumen de entrehierro.

$$Vol.entre. = \frac{\mu * L * i^2}{B^2} = \frac{4\pi * 10^{-7} * 1.67mH * (3\ A)^2}{200\ mT} = 472.181\ mm^3$$

Luego se calculó la apertura entre mitades del núcleo utilizando el volumen de entrehierro y el área de sección del núcleo utilizado. El área de sección *S* tiene un valor de $354mm^2$ según la hoja de datos del núcleo (EPCOS AG, 2017). La ecuación 5.2 muestra el cálculo para la determinación de la apertura entre las mitades del núcleo.

$$Apertura\ (e) = \frac{Vol.entre}{S} = \frac{472.181mm^3}{354\ mm^2} = 1.334\ mm \qquad (5.2)$$

La apertura entre secciones del núcleo se creó utilizando tres pedazos de papel doblado para alcanzar el grosor deseado, colocados en las secciones laterales y media del núcleo.

La cantidad de vueltas necesarias (n) alrededor de la bobina del inductor se calculó con la ecuación 5.3.

$$n = \sqrt{\frac{L * e}{\mu * S}} = \sqrt{\frac{1.67\ mH * 1.334\ mm}{4\pi * 10^{-7} * 354\ mm^2}} = 70.767\ \approx 71\ vueltas \qquad (5.3)$$

Teniendo todos los datos para la construcción del inductor, se procedió a diseñar el cable a utilizar alrededor de la bobina del inductor. Para poder soportar la corriente máxima

considerada de 3 A, se debe seleccionar el cable de calibre correcto. La ecuación 5.4 se utilizó para determinar el diámetro de cable (D) necesario para soportar la corriente establecida.

$$D = \sqrt{\frac{4*i}{J*\pi}} \qquad (5.4)$$

Donde *i* es la corriente máxima establecida y *J* es la densidad de corriente. De acuerdo con Mohan et. al (1989), se establece la densidad de corriente con valor de 7.5 A /mm^2. Con estas consideraciones, se determinó el diámetro requerido.

$$D = \sqrt{\frac{4*i}{J*\pi}} = \sqrt{\frac{4*3\ A}{7.5\ \frac{A}{mm^2}*\pi}} = 0.71365\ mm$$

Sin embargo, dado que se utiliza una corriente a alta frecuencia, se debe diseñar el cable para evitar el *efecto piel*. De acuerdo con Smith (2017), el efecto piel es la concentración de cargas en el exterior de un conductor cuando se tiene una corriente alternante (AC), dejando el centro del conductor prácticamente sin utilizar. El efecto piel es más notorio conforme se aumenta la frecuencia de conducción dado que no se les da suficiente tiempo a los electrones de distribuirse uniformemente en la sección completa del conductor. La Figura 5.2.1 muestra la sección transversal de un conductor bajo el efecto piel.

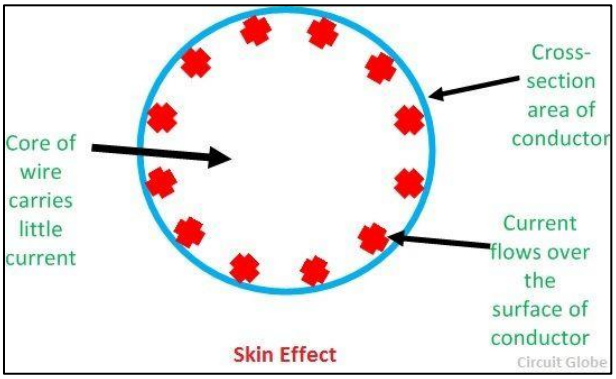

Figura 5.2.1: Sección transversal de un conductor bajo el efecto piel (Smith, 2017)

La ecuación 5.5 muestra la fórmula para determinar el diámetro de cable necesario para soportar el efecto piel a una cierta frecuencia.

$$\delta = \frac{0.06661}{\sqrt{f}} \quad (5.5)$$

Donde *f* es la frecuencia de *switcheo*. Sustituyendo *f* por la frecuencia establecida de 50 kHz se tiene el siguiente diámetro.

$$\delta = \frac{0.06661}{\sqrt{50{,}000\ Hz}} = 0.29789\ mm$$

Dado que el diámetro mínimo para soportar el efecto piel es menor que el diámetro requerido para soportar la corriente, se debe construir un alambre de Litz. Éste consta de varios alambres trenzados alrededor del otro para formar un solo cable compuesto. Esto no sólo neutraliza el efecto piel, sino que también limita la corriente en cada cable y evita utilizar cables de gran calibre. La cantidad de cables necesarios para el alambre de Litz se obtiene de la relación de diámetro para soportar corriente (0.71365 mm) entre el diámetro para evitar el efecto piel (0.29789 mm), lo que da un total de 3 cables. De acuerdo con la Figura 5.2.2, es necesario utilizar cable calibre AWG 28 (con diámetro de 0.321 mm) para construir el alambre de Litz.

AWG	Dia mm	SWG	Dia mm	Max Amps	Ohms / 100 m
11	2.30	13	2.34	12	0.47
12	2.05	14	2.03	9.3	0.67
13	1.83	15	1.83	7.4	0.85
14	1.63	16	1.63	5.9	1.07
15	1.45	17	1.42	4.7	1.35
16	1.29	18	1.219	3.7	1.48
18	1.024	19	1.016	2.3	2.04
19	0.912	20	0.914	1.8	2.6
20	0.812	21	0.813	1.5	3.5
21	0.723	22	0.711	1.2	4.3
22	0.644	23	0.610	0.92	5.6
23	0.573	24	0.559	0.729	7.0
24	0.511	25	0.508	0.577	8.7
25	0.455	26	0.457	0.457	10.5
26	0.405	27	0.417	0.361	13.0
27	0.361	28	0.376	0.288	15.5
28	0.321	30	0.315	0.226	22.1
29	0.286	32	0.274	0.182	29.2
30	0.255	33	0.254	0.142	34.7
31	0.226	34	0.234	0.113	40.2
32	0.203	36	0.193	0.091	58.9
33	0.180	37	0.173	0.072	76.7
34	0.160	38	0.152	0.056	94.5
35	0.142	39	0.132	0.044	121.2

Figura 5.2.2: Medidas AWG de cables (Powergreen, 2021)

La Figura 5.2.3 muestra el inductor construido para la aplicación del circuito BDC *boost* modificado.

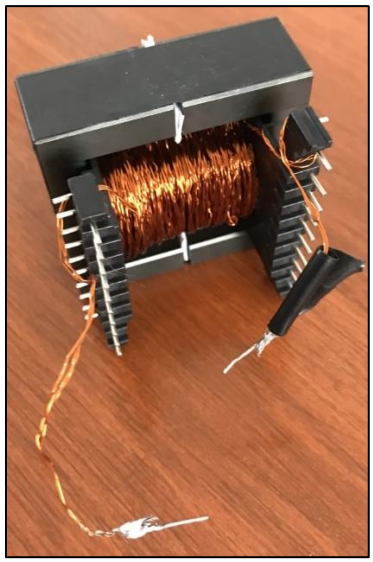

Figura 5.2.3: Inductor de potencia construido

5.3 Construcción de circuito de control y potencia

El circuito completo se diseñó para ser independiente de cualquier equipo para su funcionamiento, excepto de la fuente de poder (panel solar). Por esto, no era posible depender del generador de funciones para activar y desactivar el transistor *S1*. En lugar del generador de funciones, se diseñó un circuito de control que cumpliera dos propósitos: el primero era generar una señal PWM (*pulse width modulation*) a partir de un microcontrolador PIC con una frecuencia y ciclo de trabajo establecido para disparar el transistor. El segundo, desacoplar las tierras de potencia y de control del circuito, con el fin de proteger al circuito de control (baja potencia) contra las altas corrientes del circuito principal (alta potencia).

Se comenzó a trabajar con el microcontrolador PIC16F917, dado que estaba disponible en el laboratorio y cuenta con dos módulos CPP (*Capture / Compare / PWM*) y la frecuencia de oscilador interno necesaria para el ciclo de trabajo y frecuencia deseada (Microchip Technology Inc., 2005). El microcontrolador fue programado utilizando el *software* PIC C Compiler, y el código desarrollado en C puede observarse en el Anexo A.

Cuando se hicieron pruebas utilizando el PIC para verificar la señal PWM, se observó que el voltaje de la señal no era suficiente para activar y desactivar el transistor MOSFET IRFZ44. El voltaje necesario debía ser de aproximadamente 10V, según las pruebas realizadas con el generador de funciones. Por esto, se buscó utilizar un circuito integrado *driver* para MOSFET que siguiera la señal PWM generada del PIC, pero con un valor de voltaje apropiado para el transistor. El *driver* seleccionado fue el IR4427 de International Rectifier (s.f). Este circuito integrado consta de 6 pines útiles: 2 de ellos son de alimentación (Vs y GND), 2 son de entrada de señal PWM (InA e InB), y otros 2 pines de salidas correspondientes a la entrada

(OutA y OutB). Gracias a esto, es posible manejar dos transistores de forma simultánea utilizando dos señales PWM. Asimismo, su voltaje de salida puede variar de 6-20V, dependiendo del voltaje de alimentación. La Figura 5.3.1 muestra un diagrama de conexión típica para el IR4427.

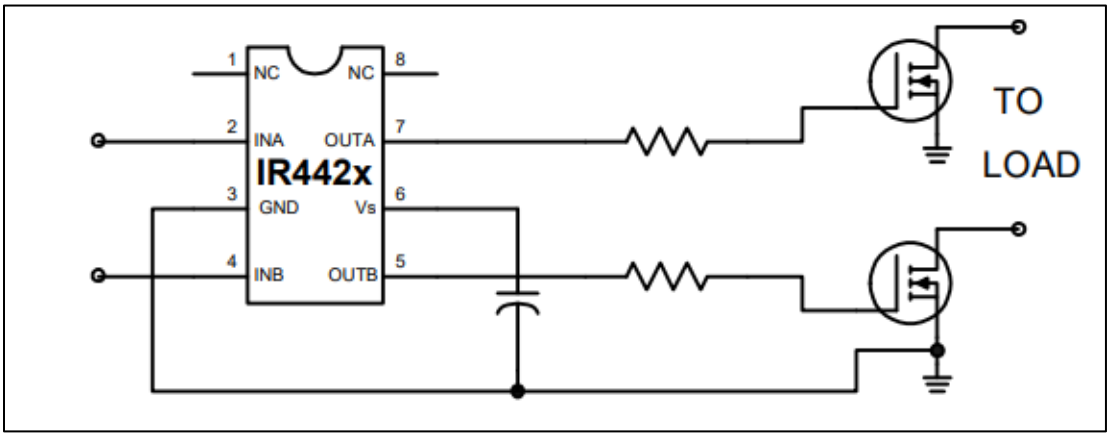

Figura 5.3.1: diagrama de conexión típica para el driver IR4427 (International Rectifier, s.f)

Teniendo al PIC16F917 y al *driver* IR4427 en el circuito de control, fue necesario utilizar el mismo panel solar para alimentar ambos dispositivos. El microcontrolador utilizó alimentación de 5V, mientras que al *driver* se le colocó 12V de alimentación; esto significa que el valor de voltaje de su señal PWM fue también de 12V. Para poder generar estos dos distintos valores de voltaje a partir del voltaje de entrada del panel (17.4V), se usaron dos reguladores LM78L05 y LM78L12 para generar 5V y 12V, respectivamente. Ambos reguladores constan de sólo 3 pines (una entrada, una salida, y una conexión a tierra), y su rango de entrada de voltaje es amplio (7-20V y 14.5-27V, respectivamente) (National Semiconductor, 2000). Esto significa que aún si el voltaje del panel varía, los reguladores tendrán una salida constante para alimentar los dispositivos de generación de señales. La

Figura 5.3.2 muestra el diagrama del circuito de control, con los dispositivos de alimentación (reguladores) y generadores de señales (PIC e IR4427).

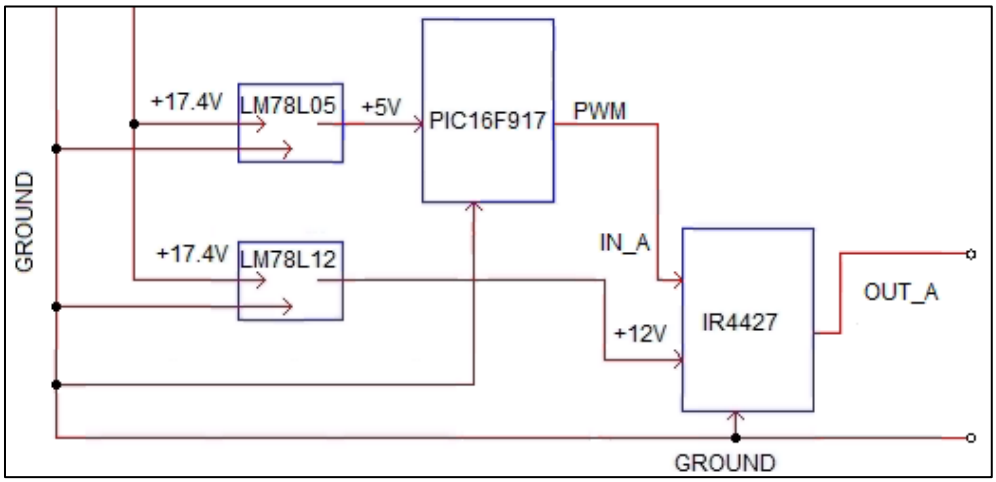

Figura 5.3.2: Diagrama de circuito de control

Para el correcto *switcheo* del transistor, es necesario enviar una señal de voltaje tanto a su entrada (*gate*) como a su salida (*source*). Por esto, las señales de activación de transistores cuentan con una terminal positiva y negativa. En el circuito de control, la terminal positiva es la salida OUT_A del *driver* IR4427, mientras que la terminal negativa es la alimentación a tierra del mismo dispositivo; dado que todos los dispositivos del circuito de control son alimentados por la misma fuente, todos tienen la misma conexión a tierra. Si este fenómeno se observa en el circuito, se traduce a un *bypass* completo del inductor L, lo que genera un cortocircuito entre la terminal negativa del panel y las terminales negativas del capacitor, resistencia y transistor. La Figura 5.3.3 muestra el diagrama del circuito completo con el circuito de control, remarcando el cortocircuito generado por la terminal negativa del IR4427.

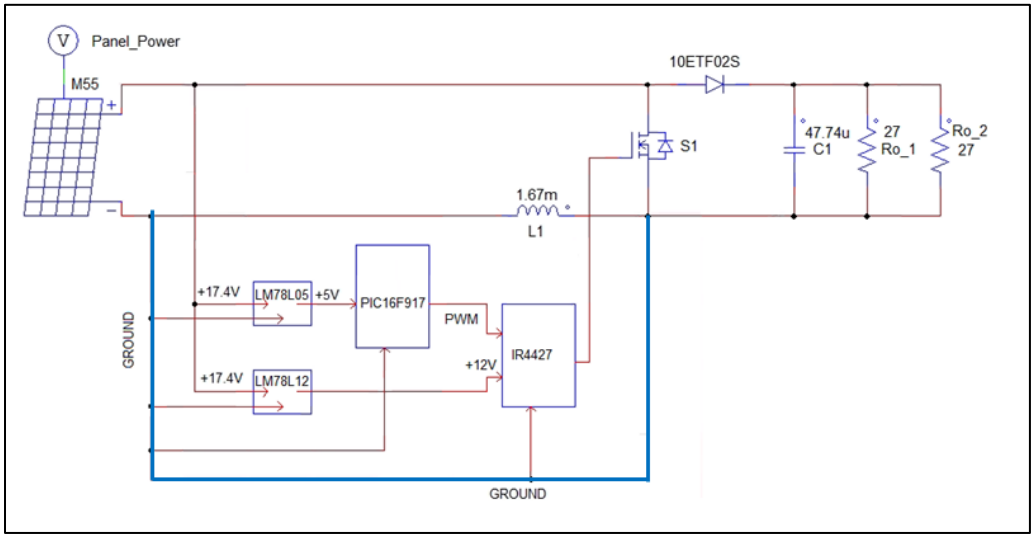

Figura 5.3.3: Bypass de inductor generado por tierra común (remarcada en azul)

Para solucionar este problema, se utilizó un transformador de alta frecuencia con relación 1:1 con la finalidad de realizar un aislamiento galvánico. De acuerdo con Ramírez García (2008), se debe utilizar un capacitor en serie (C_1) a la entrada del transformador T_1 para convertir la señal PWM a una alterna y evitar que se sature el transformador, y se usa un diodo Zener y capacitor a la salida del transformador (D_Z y C_2, respectivamente) para volver a rectificar la señal. Los valores para ambos capacitores fueron de 4.7µF y 1nF respectivamente. El diagrama del circuito diseñado para el desacoplamiento de tierras se puede observar en la Figura 5.3.4, donde la terminal positiva y negativa del devanado primario del transformador se mantienen del lado del circuito de control, mientras que las terminales positivas y negativas del devanado secundario se transfieren al circuito de potencia, exitosamente realizando el desacople de tierras de control y potencia.

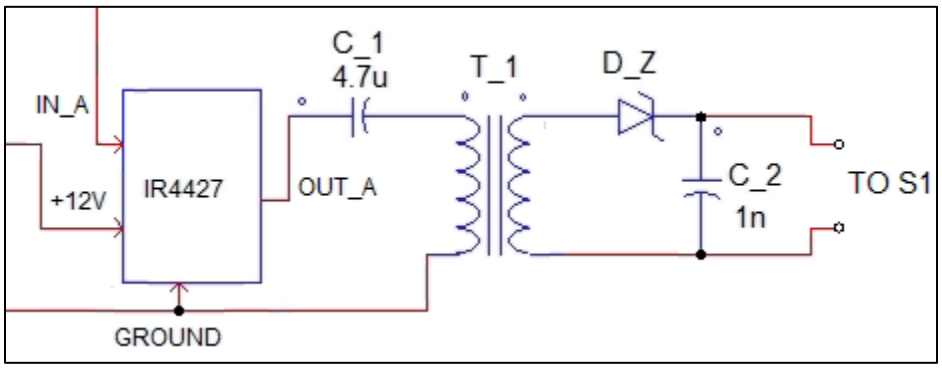

Figura 5.3.4: Circuito de desacople galvánico utilizado (Ramírez García, 2008)

La Figura 5.3.5 muestra el diagrama del circuito completo implementado, tomando en cuenta las consideraciones del circuito de desacople y la correcta separación de tierras de control y de potencia.

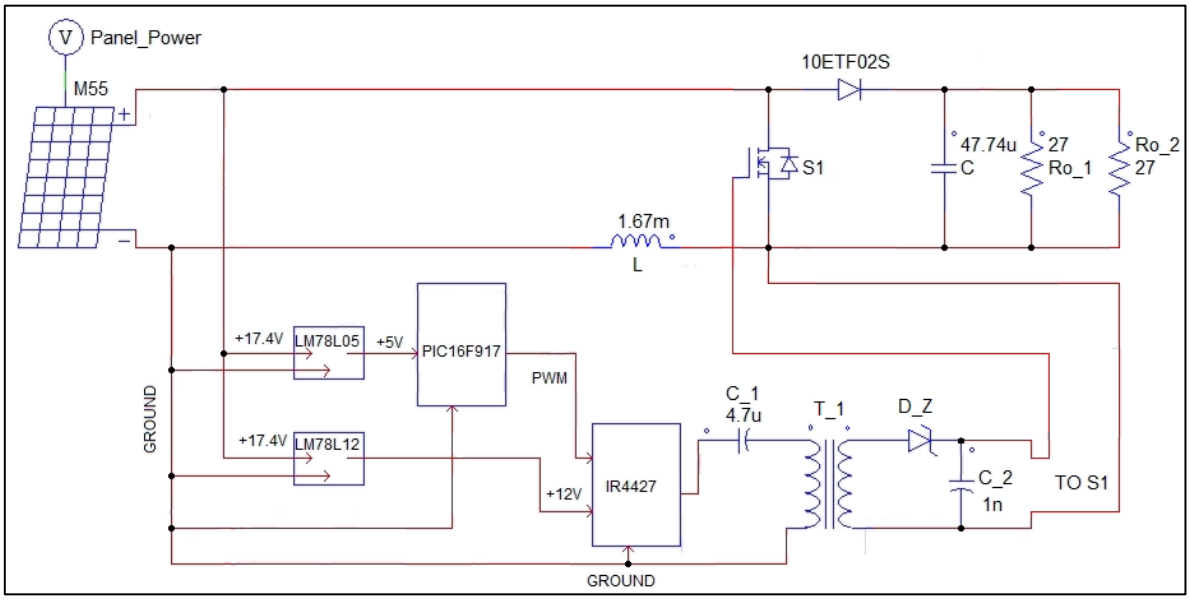

Figura 5.3.5: Diagrama de circuito BDC boost completo

La construcción física del circuito constó de dos *protoboards*, uno para el circuito de potencia y otro para el circuito de control. La razón de esto fue para poder probar de forma independiente ambos circuitos para verificar su correcto funcionamiento previo a su interconexión.

La Figura 5.3.6 muestra el circuito físico de control. En morado se puede apreciar el transformador, ambos capacitores y el diodo Zener. En azul se tiene al *driver* IR4427. En verde están los reguladores de voltaje LM78L12 (superior) y LM78L05 (inferior). El PIC16F917 está remarcado de color rojo. La alimentación positiva del panel llega directo a un punto común de los reguladores, y la alimentación negativa se coloca en la columna de banda azul del *protoboard*, del lado izquierdo, utilizando un cable directo al circuito de potencia.

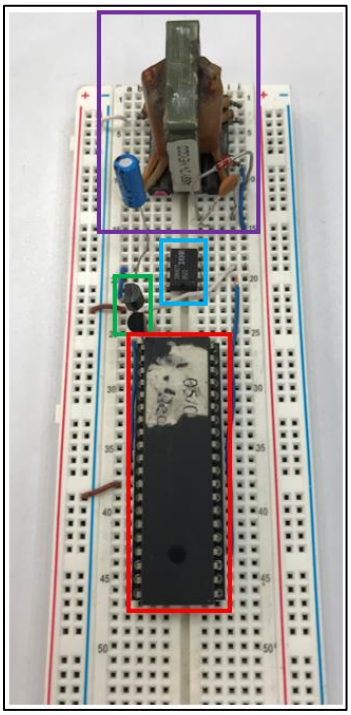

Figura 5.3.6: Circuito de control y desacople físico con partes

La Figura 5.3.7 muestra el circuito físico de potencia. En morado se tiene la resistencia de carga, en azul el transistor MOSFET, en verde el diodo y en rojo los 4 capacitores en paralelo. La conexión positiva del panel solar se conecta a través de un cable al *drain* del MOSFET, y la conexión negativa a través de un cable a la conexión del inductor entre el MOSFET y la resistencia.

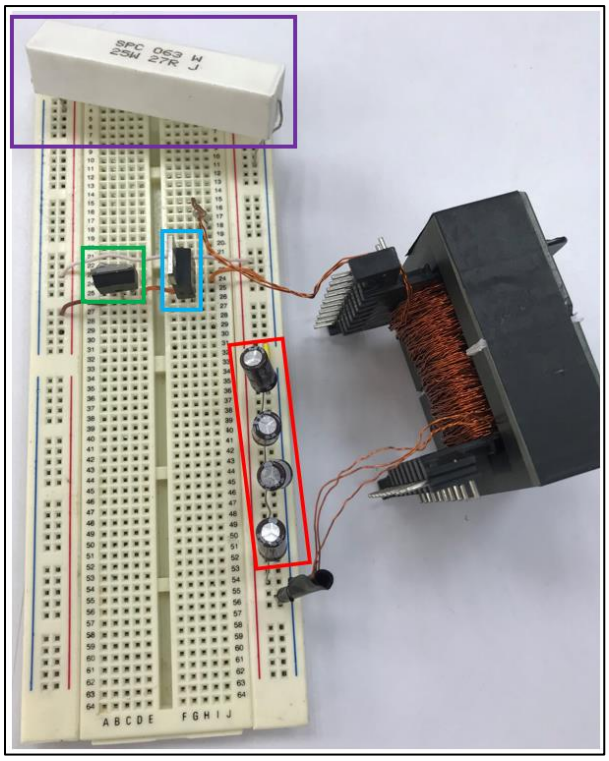

Figura 5.3.7: Circuito de potencia físico para convertidor BDC boost

La Figura 5.3.8 muestra la interconexión entre el circuito de potencia y el circuito de control. Las conexiones entre pines del *protoboard* se realizaron utilizando *jumpers* de cables de teléfono, ya que no tenían problema para soportar la corriente ni frecuencia a través de ellos.

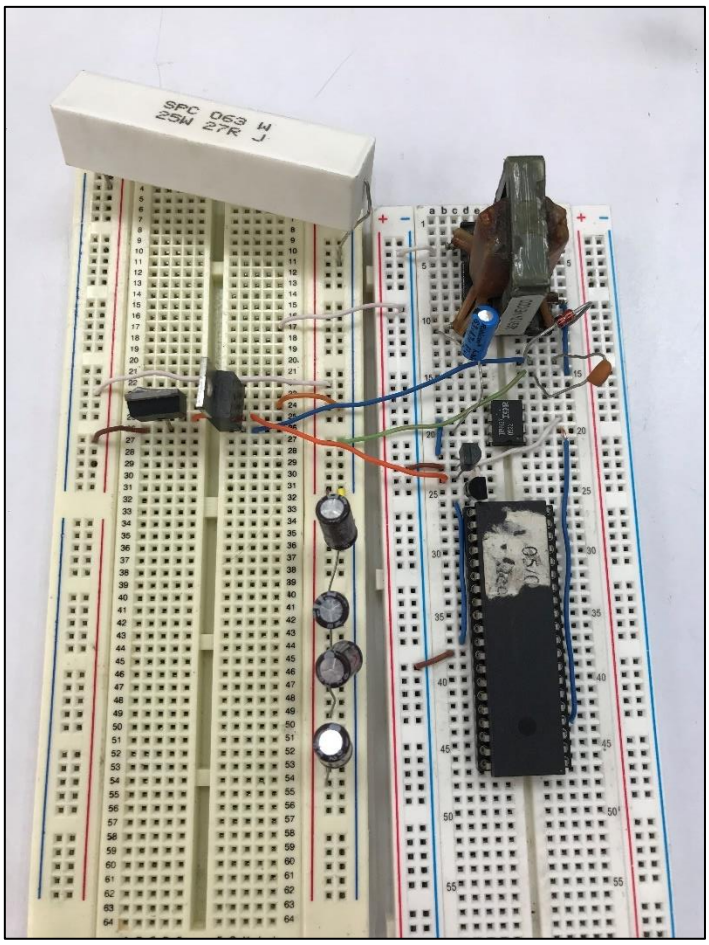

Figura 5.3.8: Circuito completo BDC boost en físico

Con el circuito armado, se procedió a realizar las pruebas necesarias para verificar su funcionamiento. Lo primero que se observó que utilizar un solo panel solar M55 no entregaba la potencia necesaria para tener un voltaje de 24V a la salida de ambas resistencias de 27Ω a 25W. Se observó también que el voltaje a la salida con ciclo de trabajo del 27.5% y entrada de 17.4 V no alcanzó los 24V. Por esto, se aumentó el ciclo de trabajo a 39%.

Se colocaron dos paneles solares M55 en paralelo para mantener el voltaje a la salida igual, pero aumentando la capacidad de corriente y potencia entregados por la fuente. Cuando se

vio que la fuente aún no generaba 24V sobre la carga de 50W, se optó por aumentar el valor de resistencia para disminuir la potencia en la carga.

Se mantuvo una sola resistencia de 27Ω a 25W, duplicando así el valor de resistencia pero reduciendo la potencia en la salida a la mitad (de 42.6W a 21.3W).

La Figura 5.3.9 muestra el arreglo de paneles solares colocados.

Figura 5.3.9: Arreglo de paneles solares M55 en paralelo

Para tener un máximo aprovechamiento de la energía solar se orientaron los paneles solares hacia el sur, y se inclinaron a aproximadamente 19° para compensar por la latitud de Puebla (Geodatos, 2022). Se usaron dos cables con puntas caimán-caimán para conectar ambas terminales de los paneles en paralelo (negativo-negativo y positivo-positivo), que luego se conectaron a un cable dirigido hacia el laboratorio que tuvo en sus puntas dos pines para fácil conexión al *protoboard*.

Cabe notar que por la ubicación de los paneles solares se tuvo un tiempo limitado al día de completa exposición solar, causada por los árboles cercanos que proyectaban su sombra sobre los paneles, disminuyendo el voltaje y potencia entregado por ellos.

Para obtener los resultados se conectó al circuito un osciloscopio para medir corriente en inductor, y el voltaje y la corriente en la resistencia de carga. Una vez que se obtuvieron esos resultados, se procedió a cambiar las sondas de lugar para también obtener el voltaje del diodo y transistor, y las señales PWM a la salida del PIC16F917, del *driver* y del transformador. También se utilizó un multímetro para registrar el voltaje a la salida a través de las distintas pruebas, y verificar que el circuito funcionara de forma adecuada y que los resultados fueran válidos.

Capítulo 6: Resultados y Discusión

Tomando en cuenta las consideraciones previas de diseño, la Tabla 6.1 muestra los valores ideales por alcanzar en el circuito. Todos los valores mostrados se obtuvieron de las ecuaciones desarrolladas en el capítulo 3 del presente trabajo.

Tabla 6.1: Valores teóricos deseados en circuito según diseño

Variable por medir	Valor teórico por alcanzar
Voltaje en salida	24V
Corriente en salida	0.89 A
Potencia en salida	21.33 W
Corriente promedio en inductor	1.46 A
Rizo en voltaje de salida	1%
Rizo en corriente de inductor	2%

Se comenzó con la medición del voltaje en la salida. La Figura 6.1 muestra la forma de onda de voltaje a la salida en el osciloscopio. Se puede observar que se tiene un promedio de 23.85V, alejado un 0.625% del valor deseado. Tomando en cuenta los valores máximos y mínimos mostrados en el osciloscopio, se tiene un voltaje en rizo de 7.75V, o un 32.29% del valor promedio de voltaje. El valor elevado en rizo de voltaje se debe a los picos de voltaje periódicos que se muestran en la Figura 6.1. Sin embargo, dado que son de muy corta duración, se debe analizar el voltaje en el periodo de tiempo que no presente picos, que es la mayor parte del periodo completo de trabajo. Adicionalmente, los picos de voltaje serían observados también como picos de corriente dada su relación lineal, y ningún pico de corriente se observó en la obtención de los resultados. Por ende, el rizo de voltaje es menor de lo calculado con los máximos y mínimos entregados por el osciloscopio.

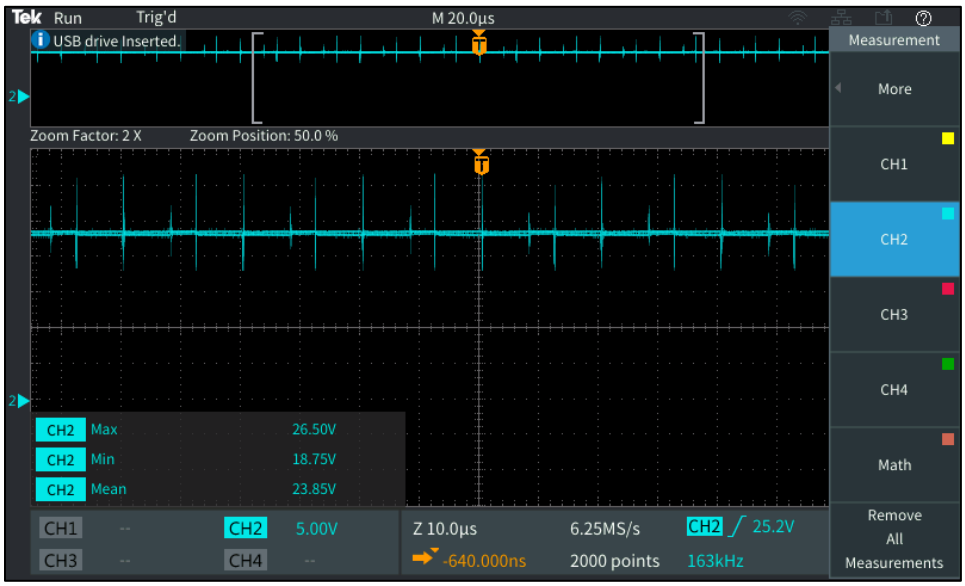

Figura 6.1: Forma de onda de voltaje a la salida del circuito BDC boost

También se registró el valor del voltaje en el multímetro en ese momento que fue de 25.13V, difiriendo en un 4.7% del valor deseado.

Seguido de la medición de voltaje, se registró la forma de onda de la corriente en la salida. La Figura 6.2 muestra dicha forma de onda.

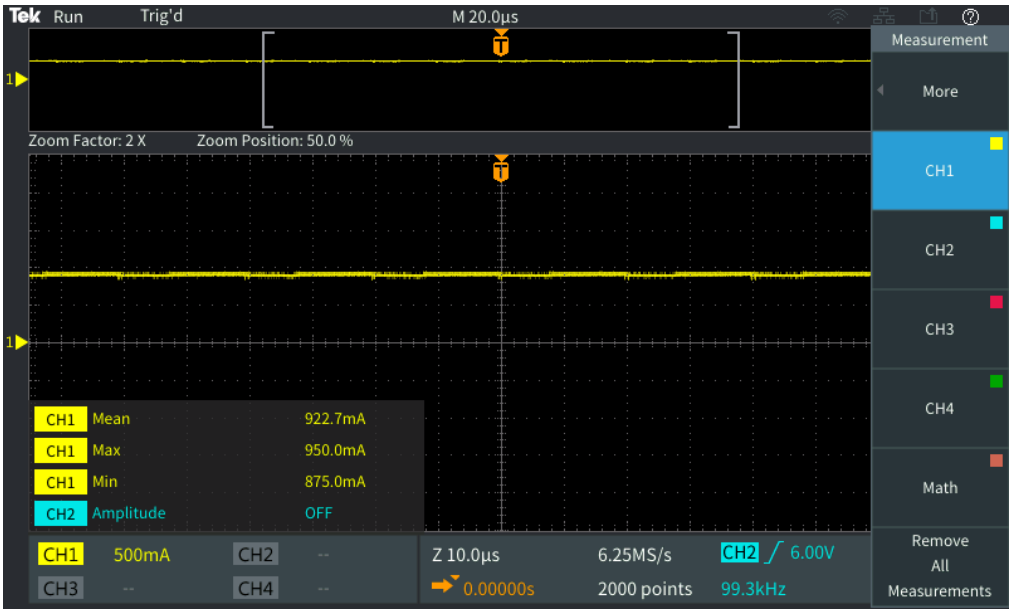

Figura 6.2: Forma de onda de corriente a la salida del circuito BDC boost

Se tiene un valor de corriente promedio de 0.9227 A, con una diferencia del 3.67% del valor deseado. En el multímetro, se tuvo un valor registrado de corriente promedio de 0.832 A, con diferencia del 6.5% al valor deseado.

Utilizando los valores promedio de corriente y voltaje, se realizó el cálculo de potencia. Éste entregó un valor de 22 W, difiriendo un 3.14% del valor esperado. La resistencia fue seleccionada con capacidad de 25 W, lo que significa que aunque tuviese un aumento constante de temperatura, pudo soportar sin problema la potencia entregada por ambos paneles solares.

Para la corriente del inductor no sólo se buscó tener el valor correcto, sino que también se buscó que las formas de onda tuviesen el comportamiento deseado visto en las simulaciones y en la teoría, que es el aumento y disminución lineal de corriente en el inductor. Adicionalmente, en varias ocasiones se logró observar en el mismo canal del osciloscopio tres formas de onda de corriente siguiendo un patrón. Esto se debe a la construcción del alambre de Litz que constó de tres cables trenzados, y el osciloscopio logró captar las tres corrientes individuales. Sin embargo, se calibró de forma correcta el osciloscopio y se hicieron los ajustes de mediciones para poder captar la corriente como una sola forma de onda. La Figura 6.3 muestra la forma de onda de corriente del inductor.

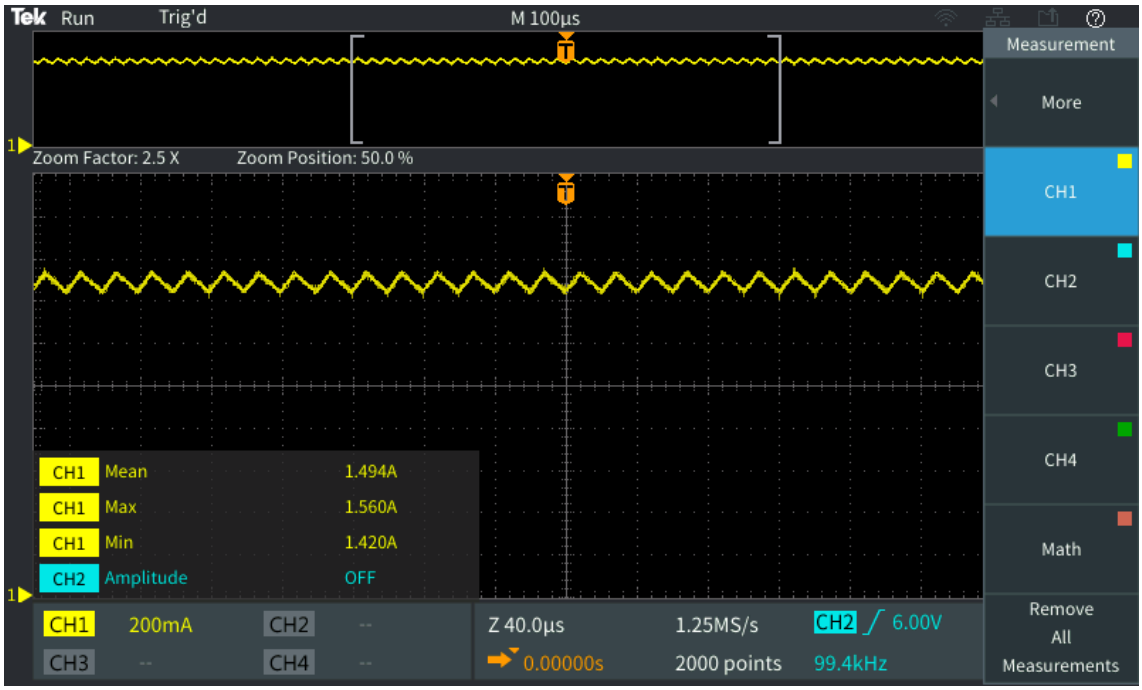

Figura 6.3: Forma de onda de corriente en inductor del circuito BDC boost

Para tener un detalle más claro de la forma de onda, se quiso reducir el valor de corriente por división del osciloscopio. Sin embargo, la siguiente escala de valor era de 100mA / división, y esto dejaba a la forma de onda fuera del encuadre. Incluso se puede observar en la esquina inferior izquierda que el valor de referencia de corriente se encuentra en el límite inferior de la pantalla.

El valor promedio de la corriente de inductor fue de 1.494 A, difiriendo un 2.32% del teórico. Los valores máximos y mínimos de corriente entregaron un rizo de corriente de 140 mA, o un 9.37% de rizo de corriente. La corriente máxima que soportó el inductor fue de 1.560 A periódicos.

Seguido de la obtención de los valores de corriente y voltaje de la carga e inductor, se obtuvieron las formas de onda de señales PWM a la salida del PIC16F917, del *driver* y del transformador. La Figura 6.4 muestra la forma de onda PWM a la salida del PIC.

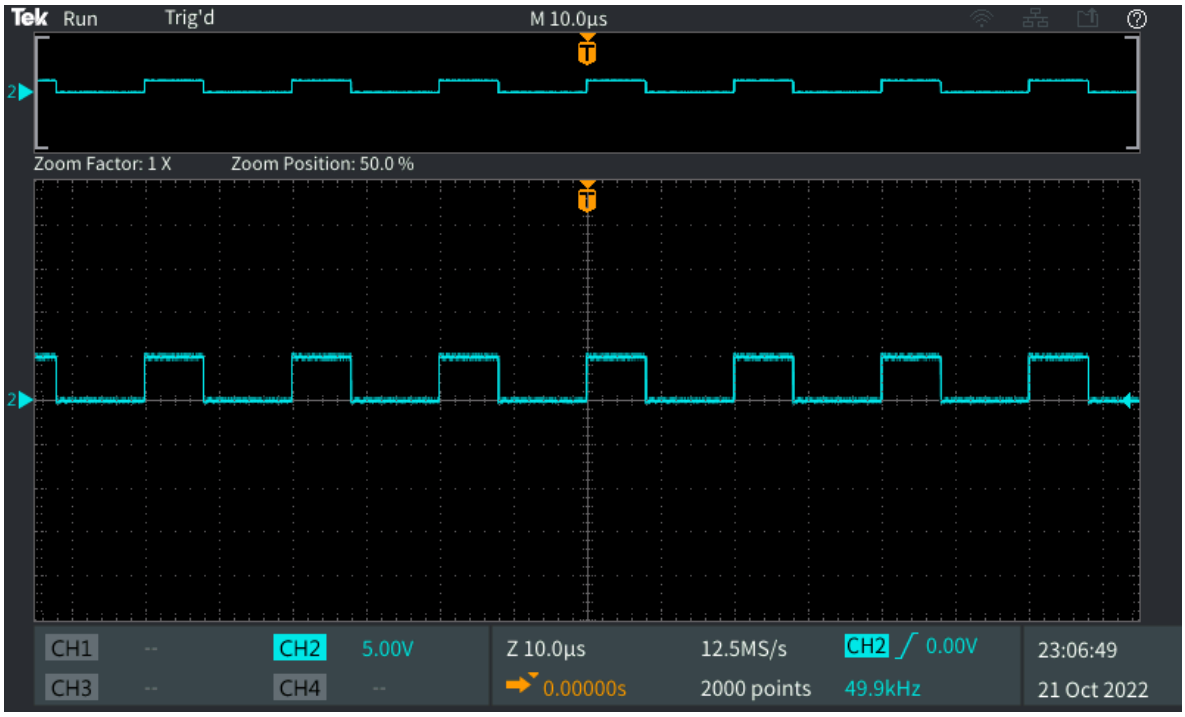

Figura 6.4: Señal PWM generada por el microcontrolador PIC16F917

Se puede observar que la frecuencia de la señal generada (49.9kHz) varió un 0.2% de lo esperado. La amplitud de la señal fue de 5V , y el duty cycle fue generado correctamente. Cada división vertical representa 10µs, y cada división está subdividida en 5 secciones. La señal PWM se mantiene encendida por casi 4 de esas subsecciones, es decir, casi 8µs de los 20µs que es el periodo. Esta señal fue la que se observó en las primeras pruebas con el circuito PIC, por lo que se vio la necesidad de implementar un *driver* de MOSFET.

La Figura 6.5 muestra la señal PWM a la salida del *driver* IR4427.

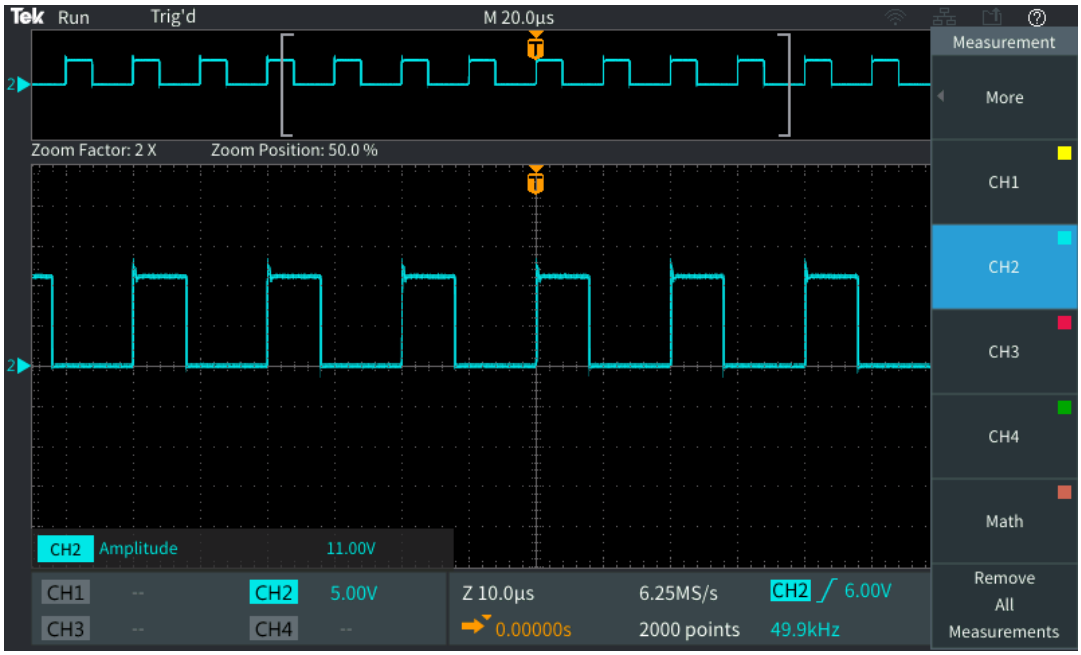

Figura 6.5: Señal PWM generada por el driver IR4427

Se puede observar en la gráfica que la amplitud de señal de *driver* fue de 11V, lo que es un buen valor para activar y desactivar el transistor MOSFET. Algo que se notó fue que no hubo cambios notables en la frecuencia de salida, manteniéndose a 49.9kHz con el mismo ciclo de trabajo que la señal PWM del PIC16F917. Dentro de la *datasheet* del *driver* se menciona que el tiempo de encendido y apagado del circuito se tienen retrasos, sumando a aproximadamente 175ns, correspondientes a 0.875% del periodo total (20µs) por lo que no tiene efecto negativo sobre la señal del driver. Sin embargo, resulta un retraso notable al utilizar frecuencias de *switcheo* mucho mayores que la utilizada en el circuito, o cuando varios dispositivos interruptores se utilizan en un periodo.

En la gráfica también es posible notar un ligero pico de voltaje en el flanco de subida de la señal, llegando a aproximadamente 12.5V – 13V. Este pico de voltaje no tuvo efecto adverso sobre el comportamiento del transistor, por lo que no se tuvo la necesidad de eliminarlo.

La Figura 6.6 muestra la señal PWM a la salida del transformador, que es enviada hacia las terminales *gate* y *source* del transistor MOSFET.

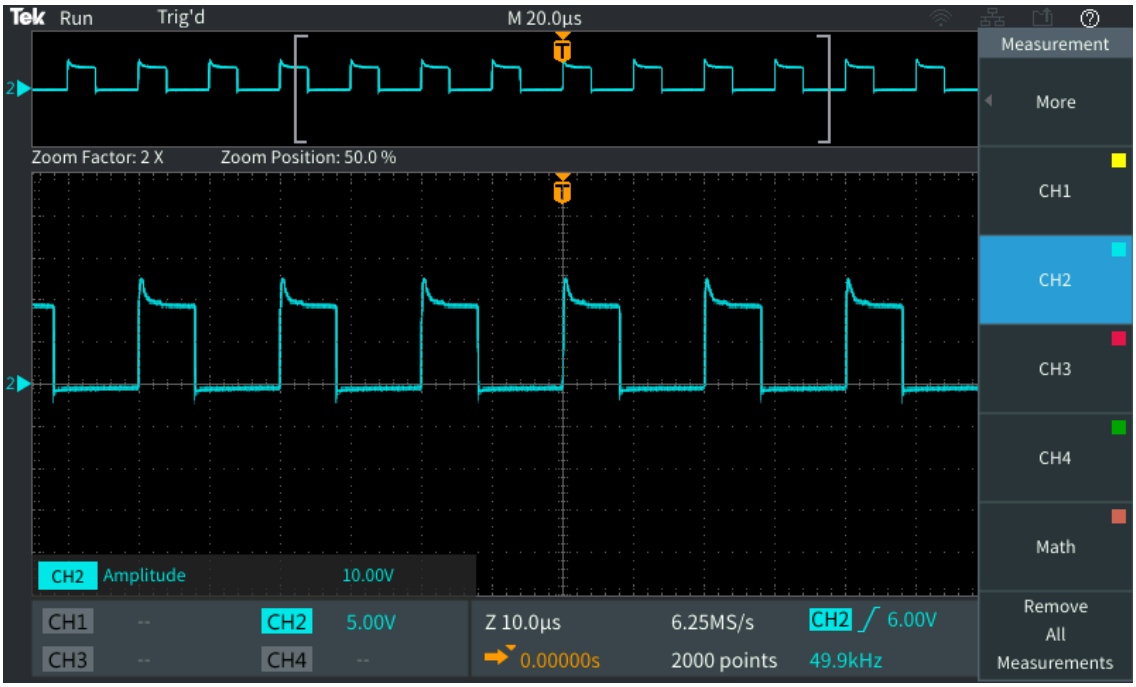

Figura 6.6: Señal PWM a la salida del transformador para desacople galvánico

La señal PWM a la salida del transformador tuvo la mayor distorsión de las 3 señales PWM. El pico de voltaje se mantuvo en alrededor de 13V, y la amplitud de la señal fue de 10V, lo que significó todavía un correcto disparo de transistor. También es posible observar unos pequeños picos de voltaje negativo en los flancos de bajada de la señal, teniendo apenas un valor alrededor de -2V. Esto tampoco generó un problema para el transistor dado que los MOSFET pueden manejarse con incluso voltaje negativo.

El correcto comportamiento del transistor MOSFET puede observarse en la Figura 6.7, donde se muestra la forma de onda de su voltaje.

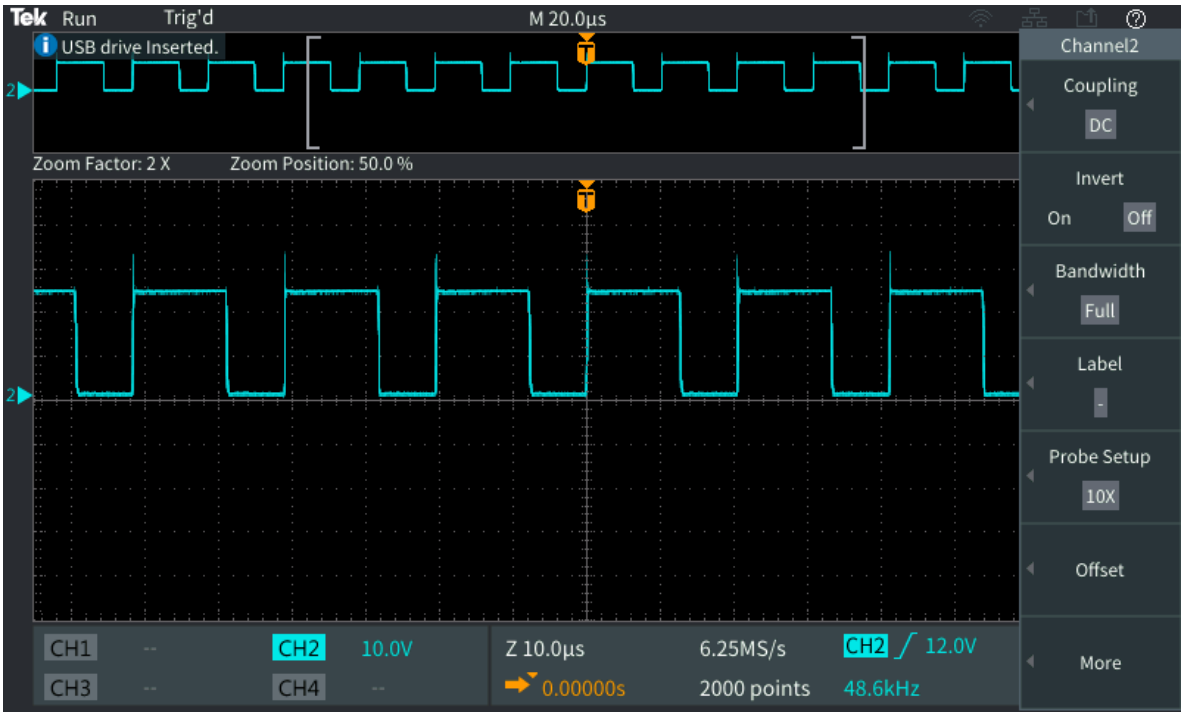

Figura 6.7: Forma de onda de voltaje de transistor MOSFET

El transistor está activo (conduce) durante la etapa de carga del inductor. Aquí, su voltaje entre *drain-source* es cero. Cuando el transistor no está activo y no conduce (durante descarga de inductor), su voltaje es igual al voltaje de salida. Este comportamiento alternante se puede ver en la gráfica, donde el voltaje del MOSFET alterna entre 0-22.5V aproximadamente gracias a la caída de voltaje de 1.2V del diodo. También se observó que la frecuencia de *switcheo* del transistor disminuyó a 48.6kHz, teniendo un periodo de 20.57µs. Este cambio en la frecuencia final pudo haber sido modificado por el tiempo de encendido y apagado del diodo, *driver* y transistor. Una vez que todos los tiempos de recuperación inversa, y retrasos en encendido y apagado de cada dispositivo se sumaron, dio un total de 0.513µs. Sumando este valor al periodo total de la señal, se tiene un periodo de 20.513µs, contrario a los 20µs teóricos. La frecuencia generada por este nuevo periodo es de 48.75kHz.

Para poder compensar este cambio en frecuencia, el programa PWM original del PIC debe ser modificado para generar una frecuencia 1.25kHz mayor.

Dado que el transistor y el diodo conducen de forma complementaria, sus comportamientos de voltaje son opuestos. La Figura 6.8 muestra la forma de onda del voltaje del diodo.

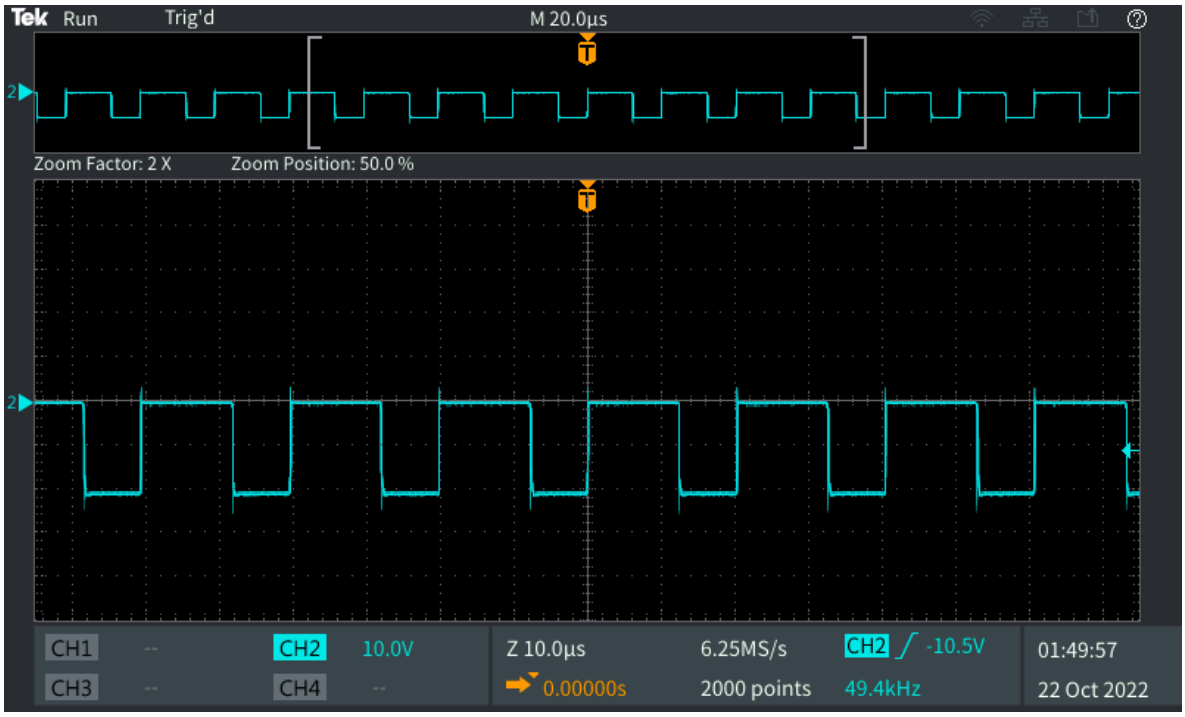

Figura 6.8: Forma de onda de voltaje de diodo 10ETF02S

La primera observación que se hizo fue que el valor de voltaje de diodo se alterna entre los 0V y los -20V aproximadamente. La razón del voltaje negativo es por la colocación de la sonda, pues su terminal positiva se colocó en el ánodo del diodo, y la terminal negativa en el cátodo del diodo. Esto ocasionó que, cuando el transistor conduce, la terminal positiva de la sonda de voltaje está “colocada” en la terminal negativa de la resistencia de carga, mientras que la terminal negativa de la sonda de voltaje está en la terminal positiva. Al igual que el transistor, el voltaje del diodo cae a cero cuando conduce (descarga del inductor) y se eleva

al voltaje de salida con una caída. También se observó que el valor de frecuencia de esta señal se mantuvo cercano al valor teórico, a diferencia de la frecuencia de la señal del voltaje en transistor. Si se observan las Figuras 6.7 y la Figura 6.8 se ve que el comportamiento de voltajes se complementa, y el diodo conduce cuando el transistor no y viceversa.

Capítulo 7: Conclusiones y Recomendaciones

7.1 Conclusiones

Los circuitos BDC son el perfecto ejemplo de una aplicación de electrónica de potencia que permite también la integración de sistemas de energías renovables a la red eléctrica comercial. Con la creciente demanda de sistemas de energías renovables en el mercado, resulta pertinente el continuo desarrollo y mejora de los sistemas energéticos para maximizar su eficiencia y encontrar aplicaciones adicionales.

Los circuitos analizados en esta tesis lograron alcanzar los valores teóricos establecidos dentro de un margen de diferencia, tanto en simulación como en la experimentación. Una de las principales diferencias entre la simulación y experimentación fue el cambio en valor de potencia a la salida, ocasionada por variabilidad por luz solar sobre la potencia de la fuente. Este es un claro ejemplo de la dependencia al clima por los paneles solares como fuente principal de energía eléctrica. Sin embargo, el correcto diseño y construcción del circuito BDC *boost* permitió la utilización de una sola fuente de energía para alimentar tanto el circuito de control como de potencia.

Adicionalmente, el circuito construido puede ser utilizado para alimentar baterías de 12V y 24V, dependiendo del arreglo de ellas, como también una conexión directa a un inversor de 24VDC – 127VAC para utilizarse de forma residencial. En este caso, se debe buscar una óptima colocación y arreglo de paneles para evitar la inestabilidad de potencia causada por el clima y elementos que obstaculicen la luz solar hacia los paneles.

La metodología de diseño y pruebas para los circuitos analizados se realizaron de forma óptima, logrando así un trabajo exitoso con resultados válidos y correctos.

7.2 Recomendaciones

La primera recomendación para el circuito construido surge de la construcción del inductor. Se observó que el rizo de corriente en él fue diferente a la establecida en el diseño del circuito, lo que significa que el valor de inductancia obtenido no alcanzó el valor teórico deseado. Esto fue causado por la construcción manual del inductor, dado que el alambre Litz utilizado contenía irregularidades en él. Adicionalmente, un núcleo más pequeño pudo haber sido utilizado (como un RM-14) para evitar tener tanto espacio vacío entre el núcleo y la bobina; esto porque se busca tener un inductor compacto y que cumpla con las características de diseño en el menor espacio posible para evitar pérdidas.

Adicionalmente, un análisis de pérdidas de potencia por componentes hubiera resultado útil para poder tener un área de oportunidad en términos de optimización energética para el circuito, dado que es necesario el máximo aprovechamiento de la energía entregada por los paneles considerando su baja eficiencia.

Finalmente, la construcción del circuito en placas *protoboard* resulta práctico para un prototipado del circuito. Sin embargo, la transferencia del circuito hacia una placa impresa sin utilización de cables sería el siguiente paso para la optimización de él, dado que numerosos componentes comparten conexiones (circuito de control y capacitores) y evitaría pérdidas por utilización de alambres, además de reducir el espacio utilizado por el circuito.

7.3 Trabajo a futuro

Dado que se busca que el voltaje a la salida sea lo más estable posible y coincida con el voltaje de carga, sería prudente implementar un sistema de control que cense el voltaje de salida y modifique el ciclo de trabajo en el microcontrolador. Esto compensaría los cambios

en voltaje entregado por los paneles solares y aseguraría una salida correcta sin importar las condiciones climáticas que puedan afectar a los paneles. Gracias a que el PIC16F917 tiene entradas analógicas y una gran capacidad de procesamiento, ese mismo microcontrolador podría ser utilizado para modificar el ciclo de trabajo conforme sea necesario, utilizando un dispositivo como el sensor FZ0430 que mide voltajes de 0-25V y entrega una señal analógica.

Bibliografía

AllDataSheet. (s. f.) *IRFZ44 Datasheet*. Recuperado 10 de julio de 2022, de https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/17808/PHILIPS/IRFZ44.html

Bose, B. K. (2014). *Power electronics - Engineering and Technology History Wiki*. ETHW. Recuperado 30 de agosto de 2022, de https://ethw.org/Power_electronics

California Solar Center. (2015). *Passive Solar History*. Recuperado 30 de agosto de 2022, de http://californiasolarcenter.org/old-pages-with-inbound-links/history-pv/

Coddington, O., Lean, J. L., Pilewskie, P., Snow, M., & Lindholm, D. (2016). *A Solar Irradiance Climate Data Record*, Bulletin of the American Meteorological Society, 97(7), 1265-1282. Recuperado 26 de agosto de 2022, de https://journals.ametsoc.org/view/journals/bams/97/7/bams-d-14-00265.1.xml

Components101. (2020, 13 abril). *Electronic Component Symbols: Reading and Understanding Them*. Recuperado 27 de agosto de 2022, de https://components101.com/articles/electronics-components-and-their-symbols

Daniel W. Hart, P. D. (2010). *Power Electronics*. McGraw-Hill Education.

Das, S. (2021, 13 septiembre). *Electronics Definition*. Electronics Tutorial | Best Electronics Tutorial Website. Recuperado 27 de agosto de 2022, de http://www.electronicsandyou.com/electronics-definition.html

Ecotality. (2021, 16 marzo). *20 Most Efficient Solar Panels in 2020*. Recuperado 26 de agosto de 2022, de https://ecotality.com/most-efficient-solar-panels/#:%7E:text=Here%20are%20the%20most%20efficient%20solar%20panels%20in,5%20N340%20HIT%20%2B%20Series%20by%20Panasonic%20%2820.30%25%29

Electrical4U. (2020, 28 octubre). *Applications of Power Electronics*. Recuperado 27 de agosto de 2022, de https://www.electrical4u.com/application-of-power-electronics/

EPCOS AG (2017). *Ferrites and Accessories: E55/28/21 Core Datasheet*. Recuperado el 11 de septiembre de 2022, de https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/80/db/fer/e_55_28_21.pdf

Expansión. (2021). *México - Consumo de electricidad 2020*. Expansión | Datos Macro. Recuperado 26 de agosto de 2022, de https://datosmacro.expansion.com/energia-y-medio-ambiente/electricidad-consumo/mexico

Floyd, T. L., & Buchla, D. M. (2013). *Electronics Fundamentals*. Pearson Education Limited.

Geodatos. (s. f.). *Coordenadas geográficas de Puebla, PUE, México*. Recuperado 22 de octubre de 2022, de https://www.geodatos.net/coordenadas/mexico/puebla

Harper, D. (2021). *Definition and etymology of photovoltaic*. Etymonline. Recuperado 26 de agosto de 2022, de https://www.etymonline.com/word/photovoltaic#etymonline_v_35994

Hayt, W. H. & Kemmerly, J. E. (2012, 13 marzo). *Analisis De Circuitos En Ingenieria* (Spanish Edition) (7.a ed.). McGraw-Hill Interamericana de España S.L.

IEA (2022), *Global Energy Review: CO2 Emissions in 2021*, IEA, Paris https://www.iea.org/reports/global-energy-review-co2-emissions-in-2021-2

International Rectifier (s.f). *IR4427 Datasheet*. Recuperado el 7 de octubre del 2022, de https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IR4426-DataSheet-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355d60b491822

Kasa, N., Iida, T. and Majumdar, G. (2003), *Maximum power point tracking with estimation of the capacitance of the capacitor connected to photovoltaic array*. Elect. Eng. Jpn., 144: 75-85. https://doi.org/10.1002/eej.10150

Mayo, P. (2019, 14 julio). *El coche solar no existe*. espíritu RACER. Recuperado 26 de agosto de 2022, de https://espirituracer.com/reportajes/el-coche-solar-no-existe/

Microchip Technology Inc. (2005). *PIC16F917/916/914/913 Datasheet.* Recuperado el 4 de octubre del 2022, de http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/41250e.pdf

Mohan, Ned. Undeland, T & Robbins, W. (1989). *Power Electronics: converters, applications, and design*. Editorial John Wiley and Sons. USA.

NASA. (2021). *Is it too late to prevent climate change? –*. Climate Change: Vital Signs of the Planet. Recuperado 30 de agosto de 2022, de https://climate.nasa.gov/faq/16/is-it-too-late-to-prevent-climate-change/

National Semiconductor (2000). *LM78LXX Series 3-Terminal Positive Voltage Regulators Datasheet*. Recuperado el 7 de octubre del 2022, de https://pdf1.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/9050/NSC/LM78L12.html

NREL. (s. f.). *Photovoltaic Applications*. Photovoltaic Research | NREL. Recuperado 26 de agosto de 2022, de https://www.nrel.gov/pv/applications.html#:%7E:text=%20Photovoltaic%20Applications%20%201%20Remote%20Locations.%20It,primary%20power%20source%20for%20Earth-orbiting%20satellites.%20More%20

OTecH. (2019, 24 abril). *Los precios de los paneles solares fotovoltaicos caen en picado*. Recuperado 26 de agosto de 2022, de https://otech.uaeh.edu.mx/noti/index.php/ecologia/los-precios-de-los-paneles-solares-fotovoltaicos-caen-en-picado/

Planas, O. (2021, 7 julio). *Solar Irradiance and Solar Irradiation: Differences, Origin and Types*. Solar Energy. Recuperado 26 de agosto de 2022, de https://solar-energy.technology/what-is-solar-energy/solar-radiation/solar-irradiation#:%7E:text=%20Types%20of%20Solar%20Irradiance%20%201%201.-,irradiation%20or%20diffuse%20sky%20radiation%20is. . .%20More%20

Powersim Inc. (2020). *PSIM User's Manual*. Release 1, version 2020a. Recuperado de https://www.powersimtech.com/wp-content/uploads/2021/01/PSIM-User-Manual.pdf

Precedence Research. (2021). *Electric Vehicle Market Size, Trends, Growth, Report 2022–2030*. Recuperado 30 de agosto de 2022, de https://www.precedenceresearch.com/electric-vehicle-

market#:%7E:text=According%20to%20Precedence%20Research%2C%20the%20global%20electric%20vehicle,23.1%25%20during%20the%20forecast%20period%202022%20to%202030.

Ramírez García, D. (2008). *Diseño y Construcción de una Fuente Conmutada de Entrada Variable y Salida Fija a 12VDC* [Tesis Profesional]. Universidad de las Américas Puebla.

Ravishankar, A. N., & Ashok, S. (2019, octubre 15–18). *Bidirectional Dual Input Single Output DC-DC Converter for Electric Vehicle Charger Application* [Artículo]. IEEE 8th Global Conference on Consumer Electronics, Osaka, Japón.

S. Jadhav, N. Devdas, S. Nisar and V. Bajpai, "Bidirectional DC-DC converter in Solar PV System for Battery Charging Application," 2018 International Conference on Smart City and Emerging Technology (ICSCET), 2018, pp. 1-4, DOI: 10.1109/ICSCET.2018.8537391.

Sabas, M. (2019, 15 julio). *History of Solar Power*. IER. Recuperado 30 de agosto de 2022, de https://www.instituteforenergyresearch.org/renewable/solar/history-of-solar-power/#_ftn2

Siemens (s.f). *Installation Guide for the Siemens Solar Industries*. Recuperado de https://www.manualslib.com/manual/999851/Siemens-M55.html#manual

Smith, John (2017). *What is skin effect?* Recuperado el 15 de septiembre de 2022, de https://circuitglobe.com/skin-effect.html

Solartec (s.f). *Ficha Técnica de Modelos S72PC*. Recuperado de http://i3g.mx/panel/descargas/S72PC.pdf

Somerset Renewables. (2020). *Somerset Renewables :: Domestic Solar Photovoltaic*. Somerset Renewables LTD. Recuperado 30 de agosto de 2022, de https://www.somersetrenewables.co.uk/solar_pv/domestic.php

U.S Department of Energy. (2020). *Photovoltaics*. Energy.Gov. Recuperado 26 de agosto de 2022, de https://www.energy.gov/eere/solar/photovoltaics

Vishay Semiconductors (s.f). *VS-10ETF02S Datasheet*. Recuperado el 10 de agosto de 2022, de https://www.vishay.com/docs/94884/vs-10etf02s-m3.pdf

Ye, Z., & Rajagopalan, S. (2016, septiembre). *Bidirectional DC/DC converter topology comparison and design* [Seminario]. Power Supply Design Seminar, Texas, E.U.A. https://www.ti.com/seclit/ml/slup342/slup342.pdf#:~:text=A%20bidirectional%20direct%20current%20%28DC%29%2FDC%20converter%20is%20a,are%20based%20on%20the%20hard-switching%20synchronous%20buck%20topology.

Zipp, K. (2015, 29 octubre). *What are some common types of solar PV and storage installations?* Solar Power World. Recuperado 26 de agosto de 2022, de https://www.solarpowerworldonline.com/2015/10/what-are-some-common-types-of-solar-pv-and-storage-installations/

Zola, A. (2021, 30 noviembre). *Semiconductors*. WhatIs.Com. Recuperado 26 de agosto de 2022, de https://www.techtarget.com/whatis/definition/semiconductor

Anexos

Anexo A: Programa de PIC16F917 para generación de señal PWM

```
#include <khz50.h>
void main()
{
  setup_lcd(LCD_DISABLED);
  setup_timer_2(T2_DIV_BY_1,39,1);  //Se establece Timer2 para frecuencia de 50 kHz

  setup_ccp1(CCP_PWM);
  set_pwm1_duty((int16)63);  //Se establece duty cycle del 39%

  while(TRUE)
  {

  }
}
```