

UNIVERSIDAD DE COSTA RICA
Facultad de Ingeniería
Escuela de Ingeniería Eléctrica

IE0499 – Proyecto Eléctrico

**Diseño de módulos convertidores DC/DC de puente H y
Buck-Boost, para aplicaciones de laboratorio de
electrónica de potencia**

por

Kaseng Fong Chen

Ciudad Universitaria Rodrigo Facio

Marzo de 2021

Diseño de módulos convertidores DC/DC de puente H y Buck-Boost, para aplicaciones de laboratorio de electrónica de potencia

por

Kaseng Fong Chen

B42609

IE0499 – Proyecto Eléctrico

Aprobado por

Ing. Mauricio Espinoza Bolaños, Ph.D.

Profesor guía

Ing. Helber Meneses Navarro, Lic.

Profesor lector

Dr. Aramis Pérez Mora.

Profesor lector

Marzo de 2021

Resumen

Diseño de módulos convertidores DC/DC de puente H y Buck-Boost, para aplicaciones de laboratorio de electrónica de potencia

por

Kaseng Fong Chen

Universidad de Costa Rica

Escuela de Ingeniería Eléctrica

Profesor guía: Ing. Mauricio Espinoza Bolaños, Ph.D.

Marzo de 2021

Los convertidores DC/DC son circuitos fundamentales en la rama de electrónica de potencia y con el auge de los transportes eléctricos y energías renovables, los convertidores DC/DC han tomado una mayor relevancia, siendo estos circuitos muy importante en el futuro de la movilización y energías del planeta.

Bajo esta premisa, en este proyecto, se diseñará un módulo convertidor de tipo Buck-Boost y un módulo convertidor de puente H, diseñados de tal forma que se pueda utilizar en un laboratorio de electrónica de potencia para que futuros estudiantes tengan el acceso a realizar experimentos con estos módulos y comprender de mejor manera la teoría de electrónica de potencia. El diseño se divide en cuatro etapas: la primera etapa, se realizan los cálculos necesarios para dimensionar los componentes que se utilizarían en el convertidor que cumplan con las especificaciones de diseño propuestas. La segunda etapa, se realiza las simulaciones de todos los circuitos diseñados, tanto su análisis de pérdidas como el análisis térmico, para verificar que los convertidores funcionen en condiciones más reales. La tercera etapa se diseñará un circuito impreso (PCB) para todos los componentes escogidos en cada uno de los convertidores, finalmente, en la cuarta etapa, se realizará la parte mecánica, que consiste en diseñar un encapsulado de acrílico en SolidWorks para dar una visualización en 3D de la PCB integrada en el módulo que representaría el producto final a implementar en el laboratorio.

Palabras claves: Convertidor DC/DC, Rizado, circuitos aislados, Gate Driver, capacitores, ESR, ESL, inductor, frecuencia, Reglas de PCB, filtro.

Acerca de IE0499 – Proyecto Eléctrico

El Proyecto Eléctrico es un curso semestral bajo la modalidad de trabajo individual supervisado, con el propósito de aplicar estrategias de diseño y análisis a un problema de temática abierta de la ingeniería eléctrica. Es un requisito de graduación para el grado de Bachiller en Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Costa Rica.

Abstract

Diseño de módulos convertidores DC/DC de puente H y Buck-Boost, para aplicaciones de laboratorio de electrónica de potencia

Original in Spanish. Translated as: “Design of H-Bridge and Buck-Boost DC/DC converter modules for power electronics laboratory application”

by

Kaseng Fong Chen

University of Costa Rica
Department of Electrical Engineering
Tutor: Ing. Mauricio Espinoza Bolaños, Ph.D.
March of 2021

DC/DC converter is a fundamental circuit in power electronics. Power electronics is a field that is constantly evolving, and with the raise of electric transportation and renewable energies, DC/DC converter have taken on greater relevance, being an important circuit for the future of mobilization and clean energies.

Under this premise, this project present a design of a Buck-Boost Converter Module and a Full Bridge converter Module, designed in a way that can be implemented in a power electronics laboratory, so future student have the access to make experiments with the designed module and have a better understanding in the theory of power electronics.

This project is divided in four stages: in the first stage, consist in the calculation and sizing of the components for the converter in order to fulfill the design specifications. The second stage, simulation of both converter are carried out, both their loss analysis and thermal analysis will be considered, to verify that the converter can operate in a laboratory condition. The third stage, is the PCB design of all the circuit selected for the converters and in the last stage, the mechanical design will be carried out, which consist of a design of an acrylic enclosure using the software SolidWorks, to give a 3D visualization of the PCB integrated in the acrylic module that represent the final product to be implemented in the laboratory.

Keywords: D.

About IE0499 – Proyecto Eléctrico (“Electrical Project”)

The “Electrical Project” (or “capstone project”) is a course of supervised individual work of one semester, with the purpose of

applying design and analysis strategies to a problem in an open topic in electrical engineering. It is a requisite of graduation for the Bachelor of Science in Electrical Engineering, granted by the University of Costa Rica.

Índice general

Índice general	ix
Índice de figuras	xii
Índice de tablas	xv
Nomenclatura	xvii
1 Introducción	1
1.1. Alcances	1
1.2. Justificación	2
1.3. Metodología	2
1.4. Cronograma	3
2 Marco teórico	5
2.1. Topología Buck-Boost	5
2.1.1. Análisis cuando el transistor se encuentra cerrado	6
2.1.2. Análisis cuando el transistor se encuentra abierto	7
2.1.3. Selección del Transistor	8
2.1.4. Selección del inductor	8
2.1.5. Selección del Diodo	9
2.1.6. Selección de capacidores	9
2.2. Topología de puente H	11
2.2.1. Modulación PWM	13
2.2.2. Selección de los transistores	14
2.2.3. Filtro LC	15
2.3. Gate Driver	16
2.3.1. Gate Driver	16
2.4. Reglas de diseño de PCB	17
3 Diseño de convertidores	19
3.1. Diseño de convertidor Buck-Boost	20

3.1.1.	Dimensionado de componentes	21
3.1.2.	Resumen de componentes	23
3.1.3.	Diseño Buck-Boost	24
3.1.4.	Diseño del gate driver del Buck-Boost	24
3.2.	Convertidor de puente completo (Puente H)	26
3.2.1.	Dimensionado de componentes	26
3.2.2.	Diseño del filtro LC	27
3.2.3.	Resumen de componentes	30
3.2.4.	Diseño Puente H	30
3.2.5.	Diseño del gate driver para el puente H	31
3.3.	Diseño del circuito de alimentación para electrónica de baja tensión	32
3.3.1.	Fuente alimentación aislada del gate driver	33
3.3.2.	Circuito de alimentación Buck-Boost	33
3.3.3.	Circuito de alimentación Puente H	33
3.3.4.	Regulador lineal de 5V	34
4	Simulación y resultados	35
4.1.	Simulaciones del Buck-Boost	36
4.1.1.	Simulación teórica	36
4.1.2.	Análisis de pérdidas en el transistor y diodo	39
4.1.3.	Simulación con modelo real	43
4.1.4.	Simulación del Gate Driver	46
4.2.	Simulaciones del Puente H	49
4.2.1.	Simulación eléctrica del puente H	49
4.2.2.	Análisis de pérdidas en el transistor	51
4.2.3.	Simulación del Gate Driver	54
4.3.	Simulación del filtro	56
4.3.1.	Filtro LC	56
4.3.2.	Filtro LCL	59
5	Diseño de PCB	63
5.1.	Consideraciones tomados del diseño de PCB	64
5.2.	Circuito impreso del convertidor Buck-Boost	65
5.3.	circuito impreso del convertidor puente H	71
5.4.	PCB filtro LCL	77
6	Módulo mecánico para la PCB	83
6.1.	Dimensiones de los módulos	84
6.2.	Módulo Buck-Boost	84
6.2.1.	Costo del módulo	87
6.3.	Módulo Puente H	89
6.3.1.	Costo del módulo	91

6.4. Módulo LCL	93
6.4.1. Costo del módulo	95
6.5. Catálogo de los módulos diseñados	97
7 Conclusiones y recomendaciones	103
7.1. Conclusiones	103
7.2. Recomendaciones	104
A Esquemático del convertidor Buck-Boost	105
A.1. Diseño para el convertidor Buck-Boost	105
B Esquemático del convertidor Puente H	111
B.1. Diseño para el convertidor Puente H	111
C Esquemático el filtro LCL	119
C.1. Diseño para el filtro LCL	119
D Cálculo de pérdidas en los dispositivos semiconductores	123
D.1. Cálculo de pérdidas en el transistor del convertidor Buck-Boost	123
D.1.1. Pérdidas por conducción	124
D.1.2. Pérdidas por commutación	124
D.1.3. Pérdida total	124
D.2. Cálculo de pérdidas en el Diodo del convertidor Buck-Boost	124
D.3. Cálculo del disipador	125
D.3.1. Pérdida del MOSFET sin disipador	125
D.4. Cálculo de pérdidas en el MOSFET del convertidor puente H	126
Bibliografía	129

Índice de figuras

1.1.	Cronograma	3
2.1.	Convertidor Buck-Boost invertido.Autoría propia	5
2.2.	Estados del convertidor Buck-Boost.Autoría propia	7
	(a). Circuito equivalente con el transistor cerrado	7
	(b). Circuito equivalente con el transistor abierto	7
2.3.	Configuración de puente H..Autoría propia.	11
2.4.	Configuración de puente H con diodos. Autoría propia	12
2.5.	Modulación unipolar. [4]	14
	(a). Señal de referencia y carrier	14
	(b). Tensión v_a y v_b del puente H	14
	(c). Tensión V_{ab} en la salida del puente H	14
2.6.	Filtro LC	15
2.7.	Gate driver de tipo “Totem Pole” Bipolar.[2]	17
3.1.	Diagrama de bloque de los circuitos a diseñar	20
3.2.	Diseño de convertidor Buck-Boost.Autoría propia	24
3.3.	Gate Driver aislado tipo “High Side”.Autoría propia.	24
3.4.	Diagrama de bloque de los circuitos a diseñar	26
3.5.	Circuito propuesto del puente H.Autoría propia	31
3.6.	Gate Driver para configuración de medio puente. Autoría propia.	31
3.7.	Convertidor DC/DC aislado, $V_i = +12V$, $V_o = +15V/-3V$.Autoría propia.	33
3.8.	Convertidor DC/DC aislado para una configuración de medio puente. Autoría propia.	34
3.9.	Regulador lineal, $V_i = +12V$, $V_o = +5V$.Autoría propia.	34
4.1.	Circuito convertidor Buck-Boost ideal, Autoría propia	36
4.2.	Rizados de las señales de tensión de salida, corriente y corriente del inductor. Simulación en color verde para resultado teórico y simulación de color rojo para el resultado de la simulación comercial.	37
4.3.	Tensión y corriente de salida del convertidor con $C_o = 200\mu F$	37
4.4.	Señal de conducción y conmutación del transistor y el diodo	38
4.5.	Circuito del convertidor para el análisis térmico.Autoría propia.	42
4.6.	Gráfica de temperatura de unión y temperatura en el disipador del transistor y diodo	43

4.7. Circuito convertidor Buck-Boost considerando pérdidas.Autoría propia.	43
4.8. Circuito equivalente de pérdidas de la figura 4.7.Autoría propia.	44
4.9. Resultados de las señales de los componentes del convertidor considerando pérdidas.Autoría propia.	45
4.10. Resultados de las señales de salida del convertidor considerando pérdidas.Autoría propia.	46
4.11. Circuito “High side” gate driver. Autoría propia.	47
4.12. Señal del gate driver en la compuerta del MOSFET.	48
4.13. Circuito del diseño del convertidor de puente H considerando pérdidas. Autoría propia.	49
4.14. Circuito equivalente de pérdidas en la figura 4.13. Autoría propia.	49
4.15. Resultados obtenidos de las señales utilizando modulación unipolar	50
4.16. Señal de tensión y corriente en la carga.	51
4.17. Circuito de puente H con disipador para el análisis térmico.Autoría propia.	53
4.18. Circuito de puente H con disipador para el análisis térmico. Autoría propia.	54
4.19. Circuito “High side” gate driver. Autoría propia.	55
4.20. Señal del gate driver para medio puente en la compuerta del MOSFET.	56
4.21. Circuito para la simulación del filtro LC.Autoría propia.	56
4.22. Señal sinusoidal en la salida del filtro LC	58
4.23. Señal sinusoidal en la salida del filtro LC	58
4.24. Señal de corriente en la salida del filtro LC	59
4.25. Circuito del filtro LCL para la simulación en PLECS. Autoría propia.	59
4.26. Señal sinusoidal en la salida del filtro LCL	61
4.27. Señal de corriente en la salida del filtro LCL	61
5.1. Capa superior de la PCB.autoría propia	66
5.2. Capa de tierra de la PCB.autoría propia	66
5.3. Capa de Alimentación de la PCB.autoría propia	67
5.4. Capa inferior de la PCB.autoría propia	67
5.5. vista superior de la PCB del convertidor del Buck-Boost Diseñado sin los componentes. Autoría propia.	69
5.6. vista inferior de la PCB del convertidor Buck-Boost Diseñado sin los componentes. Autoría propia.	69
5.7. Circuito completo del diseño convertidor Buck-Boost visualizado en 3D. Autoría propia. . .	70
5.8. Circuito completo del diseño convertidor Buck-Boost visualizado en 3D. Autoría propia. . .	70
5.9. Circuito completo del diseño convertidor Buck-Boost visualizado en 3D. Autoría propia. . .	71
5.10. Capa superior de la PCB. Autoría propia	72
5.11. Capa de tierra (GND) de la PCB. Autoría propia.	72
5.12. Capa de alimentación de la PCB. Autoría propia	73
5.13. Capa inferior de la PCB. Autoría propia.	73
5.14. Vista superior de la PCB en 3D sin componentes del convertidor Puente H. Autoría propia.	75
5.15. Vista inferior de la PCB en 3D sin componentes del convertidor Puente H. Autoría propia.	75
5.16. Circuito completo del diseño convertidor Puente H visualizado en 3D. Autoría propia. . . .	76
5.17. Circuito completo del diseño convertidor Puente H visualizado en 3D. Autoría propia. . . .	76

5.18. Circuito completo del diseño convertidor Puente H visualizado en 3D. Autoría propia.	77
5.19. Capa superior de la PCB para el diseño del filtro LCL. autoría propia.	78
5.20. Capa inferior de la PCB para el diseño del filtro LCL. autoría propia.	79
5.21. Diseño de la PCB para el módulo de filtro LCL. autoría propia.	79
5.22. Vista superior de la PCB sin los componentes para el diseño del filtro LCL. Autoría propia .	80
5.23. Vista inferior de la PCB sin los componentes para el diseño del filtro LCL. Autoría propia .	80
5.24. Circuito completo del diseño del filtro LCL en 3D .Autoría propia	81
5.25. Circuito completo del diseño del filtro LCL en 3D .Autoría propia	82
6.1. Panel frontal del módulo convertidor Buck-Boost. Autoría propia.	85
6.2. Vista lateral del módulo convertidor Buck-Boost. Autoría propia.	86
6.3. Vista lateral módulo convertidor Buck-Boost. Autoría propia.	87
6.4. Panel frontal del módulo de puente H. Autoría propia.	89
6.5. Vista lateral con el circuito PCB del módulo de puente H. Autoría propia.	90
6.6. Vista lateral del módulo de puente H. Autoría propia.	91
6.7. Panel frontal del módulo de filtro LCL. Autoría propia.	93
6.8. Vista lateral del del módulo de filtro LCL. Autoría propia.	94
6.9. Vista superior del módulo de filtro LCL. Autoría propia.	95
6.10. Módulos de convertidores para laboratorio de electrónica de potencia. Autoría propia. . . .	97
6.11. Módulos de convertidores para laboratorio de electrónica de potencia. Autoría propia. . . .	98
6.12. Módulos de convertidores para laboratorio de electrónica de potencia. Autoría propia. . . .	99
6.13. Módulos de convertidores para laboratorio de electrónica de potencia. Autoría propia. . . .	100
6.14. Módulos de convertidores para laboratorio de electrónica de potencia. Autoría propia. . . .	101

Índice de tablas

2.1. Parámetros de diseño	6
2.2. Secuencia de conmutación del convertidor Puente H	12
3.1. Especificaciones de diseño	20
3.2. Rango de operación del ciclo de trabajo	21
3.3. Requerimientos mínimos del transistor	21
3.4. selección de componentes	23
3.5. Especificaciones de diseño	26
3.6. selección de componentes Para filtro LC	30
3.7. selección de componentes Para filtro LCL	30
3.8. selección de componentes	30
4.1. Configuración de PLECS para la simulación teórica y comercial	36
4.2. Resultados obtenidos en la simulación teórica y comercial	38
4.3. Valores máximos del transistor y el diodo	39
4.4. Características eléctricas y térmicas del MOSFET (C3M0280090D) obtenida de la hoja del fabricante.	40
4.5. Comparación de pérdidas calculadas (ver apéndice C) contra pérdidas en la simulación . .	40
4.6. Características eléctricas y térmicas del diodo C6D06065A	41
4.7. Comparación de pérdidas calculadas (ver apéndice C) contra pérdidas en la simulación .	41
4.8. Cálculo del disipador del MOSFET	41
4.9. Cálculo del disipador del diodo	42
4.10. Temperaturas de unión y disipador del transistor y diodo	42
4.11. Valores de interés en los capacitores escogidos.	44
4.12. Resultados obtenidos en la simulación considerando pérdidas	46
4.13. Configuración de los parámetros para la simulación en OrCAD del gate driver.	47
4.14. Resultados obtenidos en la simulación del circuito de disparo	48
4.15. Configuración de los parámetros para la simulación en PLECS del convertidor puente H. .	50
4.16. Resultados de las mediciones de los parámetros de interés obtenidos en simulación	51
4.17. Características eléctricas y térmicas del MOSFET (C3M0120090D) obtenida de la hoja del fabricante.	52
4.18. Comparación de pérdidas calculadas (ver apéndice C) contra pérdidas en la simulación . .	52

4.19. Configuración de los parámetros para la simulación en OrCAD del gate driver para medio puente.	55
4.20. Resultados obtenidos en la simulación del circuito de disparo para medio puente.	56
4.21. Configuración de los parámetros para la simulación del filtro LC en PLECS.	57
4.22. Mediciones de las señales en la salida del filtro	57
4.23. Configuración de los parámetros para la simulación del filtro LCL en PLECS.	60
4.24. Mediciones de las señales en la salida del filtro	60
5.1. Reglas necesarias para el fabricante.	67
5.2. Materiales utilizados en la PCB	68
5.3. Dimensiones de la PCB.	68
5.4. Reglas necesarias para el fabricante.	74
5.5. Materiales utilizados en la PCB	74
5.6. Dimensiones de la PCB.	74
5.7. Materiales utilizados en la PCB	77
5.8. Dimensiones de la PCB para el filtro LCL.	78
6.1. Dimensiones del módulo.	84
6.2. Dimensiones del panel frontal.	84
6.3. Costo total del módulo Buck-Boost.	88
6.4. Costo total del módulo Puente H.	92
6.5. Costo total del módulo Filtro LCL.	96
D.1. Características eléctricas y térmicas del MOSFET (C3M0280090D) obtenida de la hoja del fabricante.	123
D.2. Características eléctricas y térmicas del diodo C6D06065A	125
D.3. Características eléctricas y térmicas del MOSFET (C3M0120090D) obtenida de la hoja del fabricante.	126

Nomenclatura

ΔI_l	rizado en el corriente del inductor
ΔV_c	rizado en la tensión del capacitor
D	Ciclo de trabajo
ESL	Inductancia en serie equivalente
ESR	Resistencia en serie equivalente
f_{sw}	Frecuencia en los transistores
I	Corriente eléctrica
PCB	Circuito impreso
T_a	Temperatura ambiente
T_j	Temperatura de unión
V	Tensión eléctrica
V_L	Velocidad de la luz
$v_s(t)$	Función sinusoidal

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

Los circuitos convertidores DC/DC son circuitos que están presente en distintas aplicaciones en la vida cotidiana y es que su importancia y popularidad radica en la sencillez del circuito y su alta eficiencia la cual lo hace óptimo en varios tipos de aplicaciones tanto de electrónica de consumo, industrial y de potencia.

Existen muchas topologías distintas de convertidores DC/DC, estos convertidores toman relevancia cuando se tiene una fuente de energía limitada, ya sea una batería o paneles solares. En algunas aplicaciones son diseñadas para extraer la máxima energía ya sea de un sistema foto-voltaico o de un aerogenerador, además la capacidad de este circuito en convertir un nivel de tensión a otra, sea más alta o más baja, hace que se pueda alimentar varios sub-circuitos dentro del mismo circuito utilizando una misma fuente como en el caso de computadores y teléfonos móviles, a su vez, por la forma en la que son diseñados, al ser commutados por frecuencias altas, se requieren de transformadores o inductores mucho más pequeños haciendo un circuito más pequeño.

Un ejemplo de la importancia del uso de convertidores de este tipo se encuentra en el sistema de potencia de la estación internacional espacial (ISS), dado que su fuente de energía proviene principalmente de paneles solares y además cuentan con recursos y espacio limitados, los convertidores DC/DC al ser circuitos más pequeños y con alta eficiencia, son empleados para convertir los niveles de estas tensiones y almacenarlos en baterías donde posteriormente se distribuye en toda la estación.[\[10\]](#)

1.1. Alcances

En el presente proyecto, se propondrá dos diseños de convertidores DC/DC, de tipo “Puente H” y “Buck-Boost” la cual se le realizará las simulaciones necesarias considerando sus perdidas e inductancias parásitas para que se asemeje a condiciones reales y así dimensionar los componentes necesarios las cuales van a ser acomodados y montados en un circuito impreso (PCB) considerando todas las normas necesarias para el diseño de esta. Finalmente, mediante un programa en CAD, se pretende dejar un modelo en 3D del módulo mecánico que permita dar una mejor visión del ensamblaje del producto final. Para efectos de este proyecto, no se pretende implementar físicamente el producto, si no más bien, se pretende dejar diseños de referencia con sus modelos en 3D para que futuros proyectos puedan mejorar el diseño o bien poder implementarlo.

1.2. Justificación

La Escuela de Ingeniería Eléctrica, actualmente no cuenta con materiales o circuitos hechos donde los estudiantes puedan poner en práctica lo estudiado en electrónica de potencia, es por ello, que se pretende plantear diseños de convertidores en módulos mecánicos donde los estudiantes puedan tener acceso a ellos y poder realizar pruebas que justifiquen lo aprendido en la teoría ante un eventual laboratorio de electrónica de potencia.

Objetivo general

Diseñar dos convertidores DC/DC de tipo “Puente H” y convertidor “Buck-Boost” con sus respectivas simulaciones como también su análisis térmico y perdidas que respalden el correcto funcionamiento y diseñar sus respectivas PCB para ser implementadas en módulos mecánicos diseñados para contener los convertidores, que sirva para aplicaciones de laboratorio de electrónica de potencia.

Objetivos específicos

1. Realizar los diseños de los convertidores, en la cual se dimensionaran los componentes necesarios para el correcto funcionamiento y el respectivo costo del módulo a diseñar.
2. Realizar múltiples simulaciones en el programa PLECS tanto el análisis eléctrico como el térmico donde comprueben el correcto funcionamiento de los convertidores en aplicaciones reales.
3. Diseñar las PCB de cada convertidor utilizando el software de Altium Designer respetando las normas de diseño de estas y poder garantizar un correcto funcionamiento en aplicaciones reales.
4. Diseñar un modelo en 3D de los módulo mecánico donde se ensamblará con el circuito PCB del convertidor mediante un programa de CAD.

1.3. Metodología

Para la ejecución de este proyecto, se diseñará cada convertidor de la siguiente manera:

- Se buscará fuentes bibliográfica que sirva como guía para comprender los conceptos claves necesarios para poder dimensionar los componentes del convertidor.
- Mediante el software de PLECS se simulará el circuito del convertidor con los componentes dimensionados para verificar que los parámetros de interés sean congruentes a las especificaciones de diseño. Para ello se considerará el cálculo de las perdidas y su análisis térmico para determinar el tamaño de los disipadores y la eficiencia teórica del convertidor.
- Se diseñara un gate driver para los transistores que puedan garantizar el funcionamiento correcto de ellos y un circuito de Snubber para la protección de los transistores y diodos.

- Se realizará un diseño PCB en Altium Designer, que cumplan con las reglas necesarias para que el circuito pueda funcionar, además se escogerán los tipos de conectores, y los footprints de los componentes dimensionados y así obtener un modelo final del circuito en 3D.
- Se realizará el modelo en 3d de un módulo mecánico mediante el software SolidWork.

1.4. Cronograma

El proyecto se realizará siguiendo la ejecución de las siguientes actividades:

TRABAJO	PROGRESO	INICIA	FINALIZA
Avance 1			
Entrega de anteproyecto	100%	1/20/21	1/21/21
Dimensionar y simular componentes de los Convertidores	50%	1/21/21	1/23/21
Análisis térmico y de perdidas de los convertidores	20%	1/23/21	1/28/21
Definir circuito final con la lista de componentes y gráficas	0%	1/28/21	1/29/21
Nota teórica	0%	1/29/21	1/31/21
Resultados preliminares	0%	1/31/21	2/2/21
Entrega del Capítulo II	0%	2/2/21	2/3/21
Avance 2			
Cálculo de GateDriver y Snubber	0%	2/3/21	2/4/21
Busqueda de los footprint y archivos 3d	0%	2/3/21	2/4/21
Cálculo de reglas y diseño preliminar de la PCB	0%	2/4/21	2/6/21
Avance en el informe	0%	2/6/21	2/7/21
Entrega del Capítulo III	0%	2/6/21	2/8/21
Avance borrador			
Arreglar detalles del circuito	0%	2/8/21	2/9/21
Realizar el módulo mecánico, dimensiones, grosor, corte etc.	0%	2/9/21	2/13/21
Terminar detalles del informe	0%	2/13/21	2/17/21
Entrega del borrador	0%	2/13/21	2/17/21
Avance Final			
Práctica y afinar detalles	0%	2/17/21	2/26/21
Preparativos para exponer	0%	2/26/21	3/2/21
Carta de autorización	0%	2/20/21	2/24/21
Presentación final	0%	2/17/21	3/2/21
Correcciones	0%	3/5/21	3/12/21

Figura 1.1: Cronograma

Módulo de convertidores DC/DC

Proyecto eléctrico
Kaseng Fong Chen

Capítulo 2

MARCO TEÓRICO

2.1. Topología Buck-Boost

circuito estandar El convertidor Buck-Boost (reductor-elevador) es un convertidor DC/DC o regulador conmutado la cual tiene la capacidad de aumentar o disminuir el nivel de tensión DC de entrada, esta a diferencia de sus similares, el Buck y el Boost, una de las aplicaciones más utilizada se encuentran en los cargadores de tipo USB, la cual necesitan de 5v para cargar los dispositivos, pero de acuerdo a los estándares de los puerto USB, la tensión fluctúa entre 4.5V a 5.25V, es por ello que utiliza un Buck-Boost ya que permite regular la tensión sea esta menor o mayor a la entrada.

Otra característica que posee el convertidor es que puede cambiar de nivel de tensión ya sea en la entrada o salida del convertidor haciendo de esta más versátil para distintas aplicaciones.

Del convertidor Buck-Boost se derivan distintas topologías, la cual para efectos de este proyecto se concentrará en la topología “ Inverting Buck-Boost” donde se muestra la topología básica en la figura 2.1:

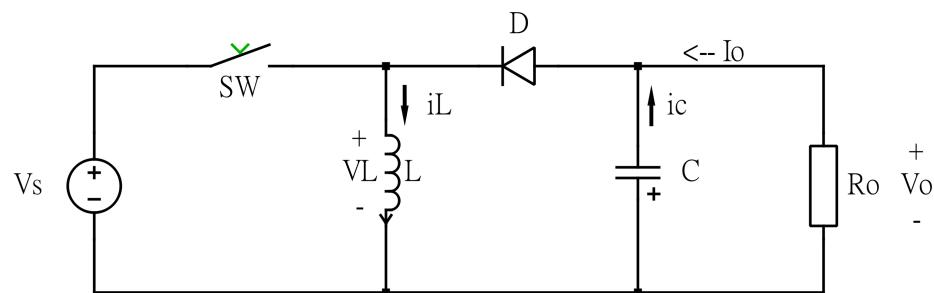


Figura 2.1: Convertidor Buck-Boost invertido. Autoría propia

Para poder dimensionar los componentes del convertidor, se definen los siguientes parámetros de la tabla 2.1:

Tabla 2.1: Parámetros de diseño

Descripción	Parámetro	Unidad
Tensión de entrada	V_s	V
Tensión de salida	V_o	V
Corriente de salida media	I_o	A
Caída de tensión en el diodo	V_F	V
Rizado en la corriente en el inductor	Δi_L	mA
Inductor	L	A
Frecuencia de operación del transistor	f_{sw}	kHZ

Para el análisis de la operación del convertidor se asumirá las siguientes condiciones:

- EL convertidor se encuentra en estado estacionario.
- La tensión del capacitor y la corriente del inductor son constantes.
- Los componentes son ideales.
- Los ciclos de trabajo se define como DT para el transistor cerrado(ON) y (1-DT) para el transistor abierto (OFF)

2.1.1. Análisis cuando el transistor se encuentra cerrado

En este estado como se observa en la figura 2.2a, el transistor se cierra por lo tanto el diodo queda en abierto, esto provoca que el inductor se encuentre en un estado de carga. mientras que el capacitor se descarga a través de la carga R_o , entonces la tensión en el inductor está dado por:

$$V_{L(ON)} = V_s = L \frac{di_L}{dt}$$

Haciendo una aproximación de rizado pequeño se puede expresar la ecuación de la siguiente manera:

$$V_s = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t}$$

donde $\Delta t = DT$ entonces la expresión de la corriente del inductor cuando el transistor se encuentra cerrado está dado por:

$$\Delta i_{L(ON)} = \frac{V_s DT}{L} \quad (2.1)$$

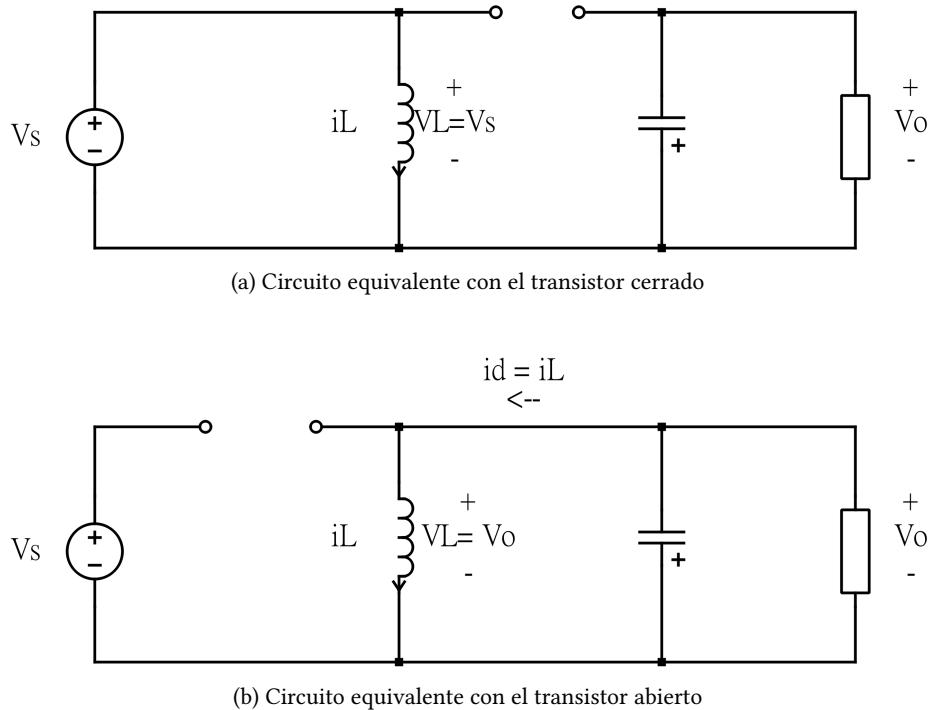


Figura 2.2: Estados del convertidor Buck-Boost. Autoría propia

2.1.2. Análisis cuando el transistor se encuentra abierto

En este estado (figura 2.2b), el transistor se abre, haciendo que el diodo se polarice, por lo tanto la corriente del inductor se descarga haciendo que el capacitor se cargue, por lo tanto la tensión del inductor en este estado se puede definir como :

$$V_{L(OFF)} = V_o = L \frac{di_L}{dt}$$

$$V_o = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t}$$

donde $\Delta t = (1 - DT)$, entonces:

$$\Delta i_{L(OFF)} = \frac{V_o(1 - DT)T}{L} \quad (2.2)$$

Debido a que se considera que el convertidor se encuentra en estado estacionario entonces, se tiene que cumplir la siguiente expresión:

$$i_{L(ON)} + i_{L(OFF)} = 0$$

$$\frac{V_s DT}{L} + \frac{V_o(1 - DT)T}{L} = 0$$

Resolviendo para obtener V_o , se encuentra la expresión para determinar la salida del convertidor a partir del ciclo de trabajo:

$$Vo = -V_s \frac{D}{1 - D} \quad (2.3)$$

Finalmente, se deja la expresión del ciclo de trabajo D para poder obtener la tensión de salida deseada a partir de la ecuación del ciclo de trabajo:

$$D = \frac{|Vo|}{|Vo| + Vs} \quad (2.4)$$

En la ecuación 2.3 se observa que la salida V_o es contrario a la polaridad de la entrada V_s , esta es la razón por la cual el convertidor se considera un Buck-Boost invertida, ya que la polaridad en la salida es negativa.

La salida del convertidor puede ser mayor o menor a fuente de entrada, esto depende directamente del ciclo de trabajo de la ecuación 2.4, donde se puede observar que el ciclo de trabajo cuando $D > 0,5$ la tensión de salida es mayor a la entrada, operando como un Boost y si $D < 0,5$ la tensión de la salida es menor a la entrada operando, como un Buck.^[4]

2.1.3. Selección del Transistor

Para seleccionar el transistor, se tiene que tener tomar en cuenta la tensión de bloqueo y la corriente máxima que debería soportar para la aplicación deseada. Sea I_{sw} la corriente máxima del transistor entonces:

$$I_{sw} = I_o \cdot \frac{V_s + V_F - V_o}{V_s} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.5)$$

Sea V_{sw} la tensión de bloqueo máxima en el transistor entonces:

$$V_{sw} = V_i + V_F - V_o \quad (2.6)$$

Nota*: Es importante agregarle un factor de seguridad a los componentes semiconductores por lo que se le suma un 30 % al valor calculado como factor de seguridad.

2.1.4. Selección del inductor

Despejando la inductancia de la ecuación 2.1 se obtiene la ecuación para dimensionar el tamaño del inductor:

$$L = \frac{V_s DT}{\Delta i_{L(ON)}}$$

si $\Delta i_{L(ON)} = kI_L$ y $T = \frac{1}{f}$ donde k es el porcentaje de rizado de la corriente de inductor, entonces la expresión para dimensionar el inductor está dada por:

$$L = \frac{V_s D}{f k I_L} \quad (2.7)$$

Donde la máxima corriente que pasa por el inductor esta dado por :

$$I_{Lmax} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.8)$$

2.1.5. Selección del Diodo

Para seleccionar el diodo correcto se toma las siguientes consideraciones :

1. $I_F = I_o$
2. $I_{Fmax} = I_{sw}$
3. Tensión de bloqueo $V_R = V_o - V_s$
4. Potencia de disipación $P_d = I_o \cdot V_F$

*Nota: El diodo tiene que ser de tipo Schottky, ya que estas son capaz de operar a frecuencias más altas siendo más eficientes.

2.1.6. Selección de capacitores

Este tipo de convertidor tiene la particularidad de tener corrientes pulsantes tanto en la entrada como en la salida, es por ello que escoger adecuadamente los tipos de capacitores permite asegurar la estabilidad de la tensión tanto en la entrada como en la salida. [5]

Selección del capacitor de entrada

El capacitor de entrada C_i se encarga de mantener el nivel de tensión V_s cuando el inductor se encuentra en su estado de descarga, por lo que el capacitor está dado por:

$$C_i = \frac{I_L \cdot D}{f_{sw} \cdot [V_{spp} - \Delta i_L \cdot ESR_{Ci}]} \quad (2.9)$$

De la ecuación anterior, V_{spp} se escoge según el rizado deseado y ESR_{Ci} la resistencia equivalente del tipo de capacitor. Mayor sea el parámetro ESR_{Ci} mayor es la caída de tensión en la entrada.

Selección del capacitor de salida

Dado que la corriente en la salida no es continua, el capacitor de salida se encarga de suministrar energía a la carga mientras el inductor se vuelve a cargar.

Partiendo del transistor cerrado, la corriente en el capacitor con aproximación de rizado pequeño es dada por:

$$i_c = C \frac{\Delta V_c}{\Delta t} = I_o$$

Despejando C de la ecuación entonces:

$$C_o = \frac{I_o D}{f \Delta V_c}$$

si $\Delta V_c = k_p V_o$ donde k_p representa el porcentaje de rizado del capacitor, entonces la expresión para dimensionar el capacitor está dada por:

$$C_o = \frac{I_o D}{f k_p V_o} \quad (2.10)$$

si se considera la caída de tensión en el capacitor entonces la ecuación 2.10 queda como:

$$C_o = \frac{I_o D}{f_{sw} \cdot [k_p V_o - (\frac{I_o}{1-D} + \frac{\Delta i_L}{2}) ESR_{Co}]} \quad (2.11)$$

***Nota:** Se tiene que escoger adecuadamente el tipo de capacitor ya que este parámetro es fundamental en el desempeño del convertidor, por lo que se recomienda escoger capacitores de baja resistencia ESR. Para ello se sugiere configurar distintos tipos de capacitores en paralelo de tal forma que se pueda disminuir las resistencias e inductancias parásitas. Una práctica común es utilizar un capacitor tipo Bulk o electrolítico para aportar la capacitancia necesaria y en paralelo capacitores cerámicos o de film de baja ESR y ESL para disminuir las pérdidas y filtrar picos de tensión producidos por inductancias parásitas.[\[11\]](#)

2.2. Topología de puente H

El convertidor de puente completo, consiste en 4 dispositivos conmutadores conectados en una configuración en forma de H como se observa en la figura 2.3, he ahí el nombre del convertidor puente H, este toma una tensión DC de entrada y según la combinación en la que se comute los interruptores se puede producir una conversión distinta la cual la hace una topología versátil.

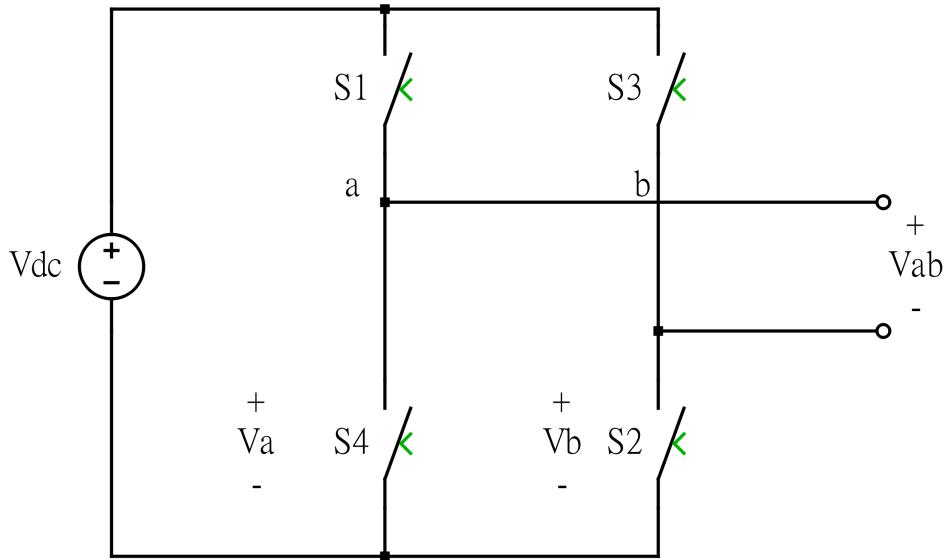


Figura 2.3: Configuración de puente H..Autoría propia.

Las tres principales aplicaciones se encuentran en:

- Controlar motores DC
- Convertir una señal DC a AC (inversor) de una fase para fuentes de corriente alterna
- Convertir una señal DC a AC para ser utilizado en fuentes de commutación DC con transformadores aislados.

Todas las aplicaciones mencionadas se parten de la misma topología de la figura 2.3, aunque sean similares, el tipo de control cambia dependiendo del tipo de aplicación. [12]

Una topología más adecuada para el puente H, se encuentra en la figura 2.4, esta configuración posee diodos en paralelo a los conmutadores, la cual garantiza que, cuando los conmutadores se encuentren en un estado de conmutación o de conducción, el flujo de corriente pueda ir en una sola dirección donde los transistores se encuentren conduciendo mientras que los diodos bloquen la corriente y esta pueda seguir un mismo sentido.

Tabla 2.2: Secuencia de conmutación del convertidor Puente H

Conmutador	Tensión de salida V_o
S1,S2 encendido	$+V_s$
s3,s4 encendido	$-V_s$
S1,S2,S3,S4 encendido	0

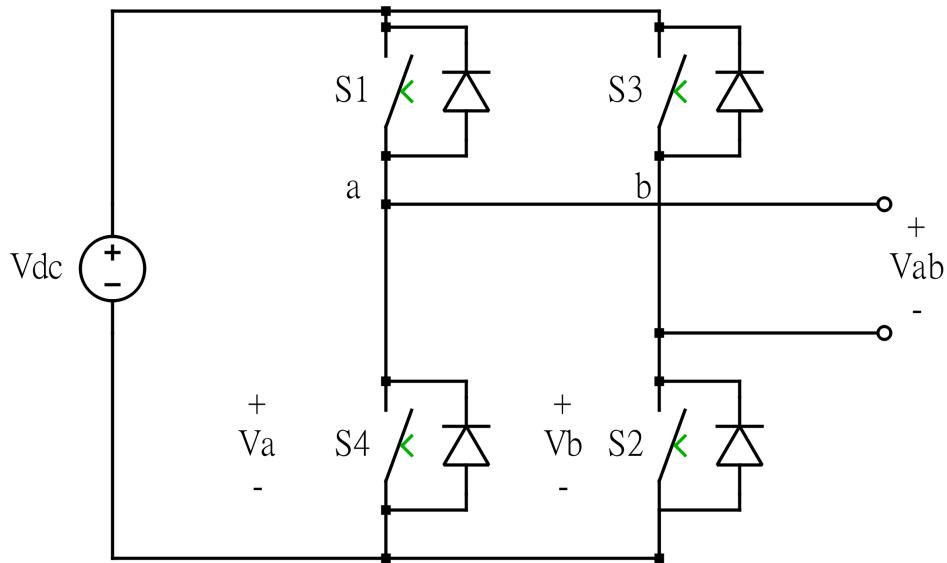


Figura 2.4: Configuración de puente H con diodos. Autoría propia

El puente H consiste en dos “ramas”, A(S1,S4) y B(S2,S3), la cual cada una está conformada por dos conmutadores y dos diodo en paralelo a ellos. La forma de conmutar se realiza de tal manera que en cada rama del puente, solo uno de los dos conmutadores este conduciendo, de lo contrario, estas quedarían en corto con la fuente, la cual eventualmente dañaría la fuente de entrada. Los conmutadores pueden activados en tres tipos de secuencia como se muestra en la tabla 2.2

Para los análisis posteriores, se supondrá que los conmutadores son ideales, aunque en la práctica, los conmutadores de cada pierna no cambian de estado instantáneamente, al conmutador le toma un tiempo para cambiar de un estado a otro por lo tanto existe un intervalo donde ambos conmutadores quedan en corto circuito y la cual es muy importante tomarlo en cuenta a la hora de diseñar el convertidor.

2.2.1. Modulación PWM

Uno de los aspectos más importantes en los convertidores por conmutación es la modulación por ancho de pulsos (PWM de sus siglas en inglés), esta es la encargada de conmutar los interruptores mediante una señal periódica la cual puede ser generada a través de un microcontrolador o un circuito comparador analógico, esta es la que permite controlar la tensión en la carga del convertidor variando su ciclo de trabajo D.

Mediante el método anterior solo es posible generar un ciclo de trabajo fijo, para un inversor con puente H, este requiere tener un ciclo de trabajo variado, para ello, se compara dos señales distintas, una señal sinusoidal la cual es la tensión de referencia, conocida también como modulación, y es la que controla la señal de salida donde su frecuencia de oscilación es la frecuencia deseada en la salida del inversor, un "Carrier" que es la señal encargada de activar los conmutadores, donde comúnmente se utiliza una señal triangular la cual controla la frecuencia de conmutación. El método de comparación mencionado anteriormente se puede dividir en dos tipos de modulación, unipolar y bipolar son métodos de conmutación para obtener una señal sinusoidal en la salida del inversor, para efectos de este proyecto se concentrará en la modulación unipolar.

Definiciones de PWM

Algunos conceptos importantes:

- **índice de modulación de frecuencia m_f :** Está dada por

$$m_f = \frac{f_{sw}}{f_{sine}}$$

donde f_{sw} representa la frecuencia de conmutación y f_{sine} la frecuencia fundamental. m_f representa la cantidad de periodos de $V_{carrier}$ contenidas en un periodo de V_{sine} , a mayor valor de m_f se facilitará más filtrar los armónicos ya que estos pueden ser filtrados con un filtro pasa bajos. Pero a mayor frecuencia, mayor serán las pérdidas en los conmutadores.

- **índice de modulación de amplitud m_a :** Está dada por

$$m_a = \frac{V_{sine}}{V_{carrier}} = \frac{V_o}{V_s} \quad (2.12)$$

donde $v_{sine}(t) = V_{sine} \operatorname{sen}(2\pi f_{sine} t)$, este es el parámetro de control la cual según la variación de m_a la amplitud de la referencia (V_{sine}) cambia y así obtener una señal de salida en pulsos modulada V_o

Modulación unipolar

La modulación unipolar es un esquema de conmutación donde la salida del puente H puede ir de alto a cero o de bajo a cero. Para ello, los interruptores se agrupan en pares (S1,S2) y (S3,S4), cuando un par está cerrado, el otro par se encuentra en abierto. La tensión v_a y v_b alterna entre $+V_{dc}$ y $-V_{dc}$. La señal

de salida está dada por $V_{ab} = V_{ab} = V_a - V_b$.

Para realizar la modulación unipolar, se requiere de dos señales de referencia como se observa en la figura 2.5a ($V_{sine}, -V_{sine}$) y es comparada con el carrier (V_{tri}), en donde la tensión V_a se obtiene mediante la comparación de V_{sine} con V_{tri} y v_b se obtiene mediante la comparación de $-V_{sine}$ con V_{tri} por lo tanto el esquema de control de la conmutación como se observa en la figura 2.5 se obtiene mediante:

- S1 ON cuando $V_{sine} > V_{tri}$
- S2 ON cuando $-V_{sine} < V_{tri}$
- S3 ON cuando $-V_{sine} > V_{tri}$
- S4 ON cuando $V_{sine} < V_{tri}$

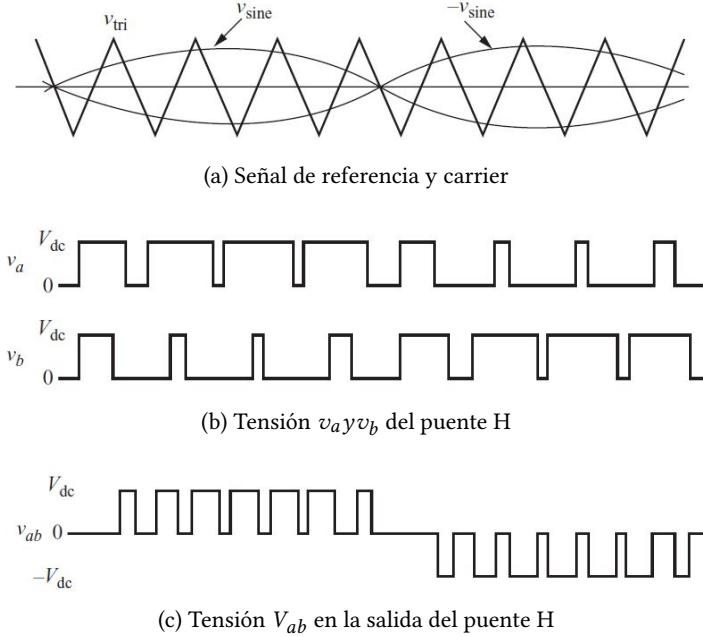


Figura 2.5: Modulación unipolar. [4]

2.2.2. Selección de los transistores

Para seleccionar el transistor, se tiene que tener en cuenta la tensión de bloqueo y la corriente máxima que debería soportar para la aplicación deseada. Considerando que la salida del convertidor se encuentre en estado estacionario entonces la corriente instantánea máxima de la carga está dada por:

$$I_{max} = -I_{min} = \frac{V_{dc}}{R} \cdot \frac{1 - e^{-T/2\tau}}{1 - e^{-T/2\tau}}$$

Donde T es el periodo de la onda sinusoidal, sea I_{sw} la corriente máxima del transistor entonces:

$$I_{sw} = I_{max} \quad (2.13)$$

Sea V_{sw} la tensión de bloqueo máxima en el transistor entonces:

$$V_{sw} = V_i \quad (2.14)$$

Nota *:Es importante agregarle un factor de seguridad a los componentes semiconductores por lo que se le suma un 30 % al valor calculado como factor de seguridad.

2.2.3. Filtro LC

En la salida del puente H se obtiene una señal modulada con pulsos, para convertir esta señal cuadrada en una onda que se asemeja a un seno, es necesario una etapa de filtrado con un filtro pasa bajos con el objetivo de atenuar los armónicos , dado que en un convertidor, la eficiencia de un diseño es importante, implementar un filtro LC es la opción adecuada para estos convertidores. Para Calcular los parámetros del filtro se necesita tomar en cuenta la frecuencia de corte de tal forma que se pueda obtener en la salida una onda sinusoidal. Para el diseño se implementará un filtro tipo “Butterworth” (figura 2.6), siguiendo las especificaciones de las notas de aplicación tomadas de [7] se tiene:

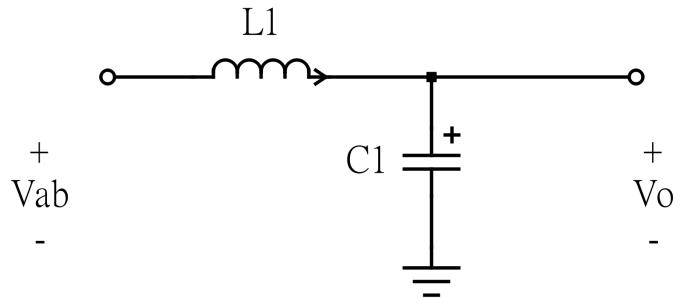


Figura 2.6: Filtro LC

La frecuencia de corte, para un diseño rápido se puede tomar la frecuencia de corte como 10 veces la frecuencia fundamental.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

El factor de calidad :

$$Q = R_L \sqrt{\frac{L}{C}}$$

factor de amortiguamiento :

$$\zeta = \frac{1}{2 \cdot R_L \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}}$$

En un filtro se desea que la respuesta sea críticamente amortiguada en un filtro Butterworth. Para este tipo de filtro $Q = 0.707$ entonces despejando la inductancia y la capacitancia se tiene:

$$L = \frac{R_o \cdot \sqrt{2}}{2\pi \cdot f_o} \quad (2.15)$$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot f_o \cdot \sqrt{2} \cdot R_o} \quad (2.16)$$

2.3. Gate Driver

2.3.1. Gate Driver

Hasta el momento se ha mencionado sobre los circuitos conmutadores y su forma de controlar la tensión a través de su ciclo de trabajo, no obstante, se requiere un circuito que pueda generar la señal cuadrada y activar los conmutadores con la frecuencia exacta. El gate drive sirve como una interfaz que conecta la señal del microcontrolador a la compuerta del transistor, ya sea un MOSFET o IGBT, su principal función es generar el pulso para activar el transistor, en el momento exacto que la señal proveniente del controlador lo indique, siendo este capaz de conmutar el transistor a altas frecuencias de manera precisa, un buen diseño de un gate driver asegura que no exista falsas activaciones que podrían comprometer el rendimiento del convertidor.

Existen varias topologías dentro de los tipos de gate drive, en la figura 2.7 se muestra un driver con la topología ‘Totem pole’. Los distintos tipos de driver, son utilizados según el tipo de convertidor que requiera su uso, entre las más utilizadas se encuentran:

- High side gate driver
- Low side gate driver
- Isolated gate driver
- Half/Full Bridge gate driver

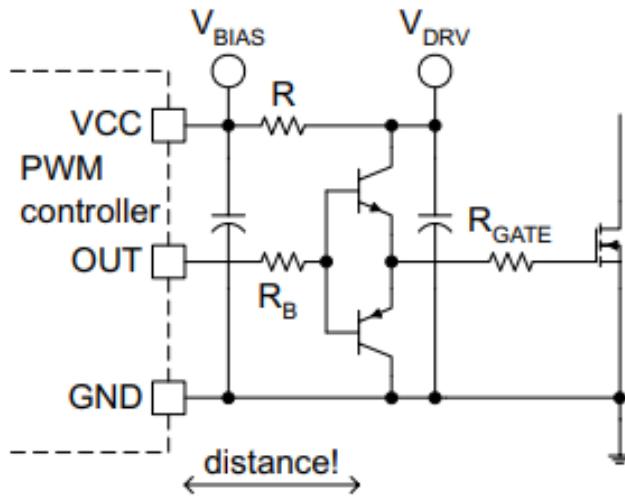


Figura 2.7: Gate driver de tipo “Totem Pole” Bipolar.[2]

2.4. Reglas de diseño de PCB

El diseño de la pcb es casi igual de importante que el diseño de los convertidores, por lo tanto a la hora de diseñar una PCB, es importante que se cumplan muchas consideraciones con el fin de disminuir estos problemas, un mal diseño de PCB puede influenciar en:

- Ruido en la salida de tensión causado por las inductancias parásitas.
- Mal regulamiento del convertidor.
- Inestabilidad en el convertidor.
- Causar oscilaciones (ringing) muy altas en los transistores.

Por lo tanto para poder disminuir todo estos efectos es necesario seguir ciertas reglas para obtener un diseño de PCB funcional, una de las recomendaciones se obtiene según la guía de diseño obtenido de [13],[6],[3]. A continuación se menciona algunas de las consideraciones más importantes :

- Para el convertidor Buck-Boost, es recomendable posicionar el capacitor de entrada y el diodo cerca de los circuitos de electrónica pequeña.
- Utilizar Gate driver aislados para disminuir el ruido en los commutadores que puedan generar falsas activaciones.
- El circuito de componentes de electrónica pequeña deben estar con tierras separadas a los planos de potencia.

- Los gate drivers junto a su alimentación debe de estar lo más cerca de los transistores.
- Todos los circuitos deben de estar apropiadamente desacoplados con capacitores de baja resistencia equivalente.
- Se necesita calcular el grosor de los trazos para el tamaño adecuado, no sobredimensionar los trazos ya que esto generaría mayores inductancias parásitas.
- El inductor debe de estar cerca del capacitor de salida.
- El circuito de Snubber para que funcione correctamente, debe de colocar por debajo de los transistores para reducir el largo de los trazos.

Capítulo 3

DISEÑO DE CONVERTIDORES

En este capítulo se diseñara los circuitos que se utilizará en la implementación de los módulos de convertidores puente H y Buck-Boost. Para la etapa de los convertidores se dimensionará los componentes necesarios que puedan cumplir con las especificaciones del diseño, estos cálculos se utilizará para la selección y compra de los componentes, estos componentes se escogerá detalladamente según las condiciones del laboratorio, se toma en cuenta, el material, el tipo de componentes y las posibles resistencias internas e inductancias parásitas que pueda influir en el diseño y así garantizar un diseño robusto que pueda ser implementado en un laboratorio de potencia.

Para el diseño de los circuitos de señales digitales, se escogerá los componentes que sean de tipo aislados, con el fin de separar la señales de potencia con las señales digitales y evitar excesos de ruido e inductancias parásitas a la hora de realizar el diseño de la PCB.

3.1. Diseño de convertidor Buck-Boost

En la tabla 3.1 se muestran las especificaciones de diseño:

Tabla 3.1: Especificaciones de diseño

Descripción	Parámetro	Unidad
Tensión de entrada	V_s	200V
Tensión de salida	V_o	48V - 400V
Corriente de salida media	I_o	1A
Potencia	P	400W
Rizado en la corriente en el inductor	$\Delta i_L, k = 5\%$	150mA
Rizado en la tensión de salida	$\Delta V_c, kp = 1\%$	4V
ESR	ESR_{Ci}, ESR_{Co}	< 10mΩ
Frecuencia de operación del transistor	f_{sw}	100kHz

El planteamiento para la solución del diseño se encuentra en la figura 3.1, la cual representa el diagrama de bloques de los circuitos a diseñar donde las entradas del módulo está representado con los bloques de color naranja.

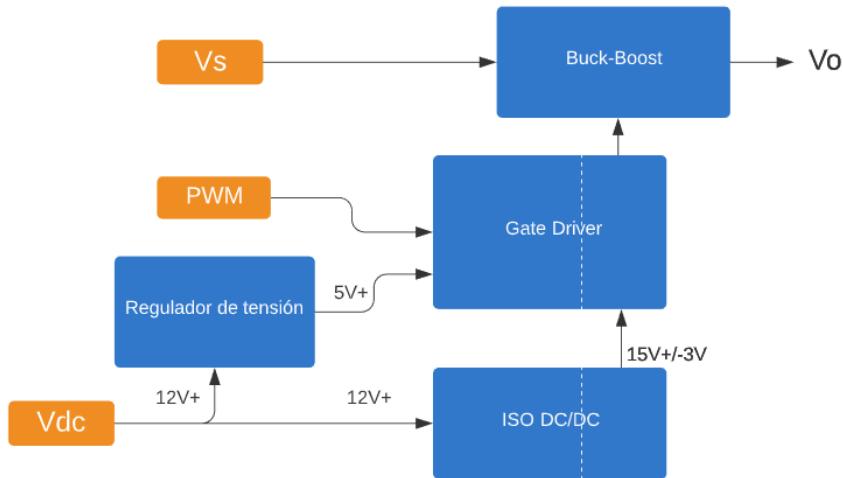


Figura 3.1: Diagrama de bloque de los circuitos a diseñar

3.1.1. Dimensionado de componentes

Ciclo de trabajo:

El rango de operación para el ciclo de trabajo se obtiene para las salidas del convertidor en 48V a 400V. En la tabla 3.2 se encuentra el rango para el ciclo de trabajo del convertidor.

Tabla 3.2: Rango de operación del ciclo de trabajo

Parámetro	Fórmula	Cálculo
D_{min}	$\frac{ V_o }{ V_o +V_s}$	$D_{min} = \frac{ 48V }{ 48V +200V} = 0,193$
D_{max}	$\frac{ V_o }{ V_o +V_s}$	$D_{max} = \frac{ 400V }{ 400V +200V} = 0,667$

Dimensionado del transistor

Para dimensionar el transistor es necesario conocer su valor máximo de corriente y su tensión de bloqueo, además para el valor dimensionado se le agrega un factor de seguridad del 30 %.

Partiendo de la ecuación 2.5 se obtiene:

$$\begin{aligned} I_{sw} &= I_o \cdot \frac{V_s - V_o}{V_s} + \frac{\Delta i_L}{2} \\ I_{sw} &= 1A \cdot \frac{200V - (-400)}{200} + \frac{0,05 \cdot 3A}{2} = 3,075A \\ I_{sw} &= 3,075 + 30\% = 3,99A \end{aligned}$$

La tensión de bloqueo máxima en el transistor requerido utilizando la ecuación 2.6 es de:

$$V_{sw} = 200V - (-400V) + 30\% = 780V$$

Por lo tanto se necesita un transistor con los siguientes requerimientos mínimos (tabla 3.3):

Tabla 3.3: Requerimientos mínimos del transistor

Parámetro	Cálculo
I_{sw}	4A
V_{sw}	780V

*Nota: Encontrar un transistor con poca disipación de potencia para aumentar la eficiencia del convertidor, se puede considerar utilizar los de tipo carburo de silicio (Sic).

Dimensionado del inductor

Partiendo de la ecuación 2.7 y 2.8, se obtiene los requerimientos mínimos del inductor para cumplir las especificaciones de diseño entonces :

$$L = \frac{200V \cdot 0,667}{100kHz \cdot 0,05 \cdot 3A} = 9mH$$

El rizado en el inductor(pico a pico) está dado por :

$$\Delta i_L = 0,05 \cdot 3A = 150mA$$

La máxima corriente que pasa por el inductor esta dado por :

$$I_{Lmax} = 3A + \frac{0,05 \cdot 3A}{2} = 3,075A$$

Dimensionado del diodo

Para la selección del diodo también se le agrega el 30 % de factor de seguridad entonces se requiere que cumpla las siguientes condiciones:

La corriente que pasa por el diodo está dado por :

$$I_F = I_o = 1A$$

$$I_{Fmax} = I_{sw} = 3,99A$$

La tensión de bloqueo es de:

$$V_R = -400V - 200V = -600V + 30\% = -780V$$

*Nota: Importante que el diodo sea de tipo Schottky especiales para aplicaciones de electrónica de potencia.

Dimensionado del capacitor de entrada

La selección del capacitor es uno de los componentes fundamentales para el correcto funcionamiento del convertidor, por lo que seleccionar adecuadamente el tipo de capacitor influirá en el desempeño del convertidor, considerando esto, utilizando la ecuación 2.9, se considera un rizado en la entrada $V_{ipp} = 2V$ entonces :

$$Ci_{min} = \frac{3A \cdot 0,667}{100kHz \cdot [2V - 150mA \cdot 10m\Omega]} = 10\mu F$$

*Nota: El capacitor tiene que ser mayor a la tensión de entrada V_s , además, en orden de poder satisfacer el ESR, se puede considerar un capacitor electrolítico para llegar al nivel de capacitancia y configurar en paralelo varios capacitores cerámicos de menor capacitancia o de película que permitan

reducir las perdidas por ESR. Los capacitores cerámicos varían su capacitancia según su temperatura por lo tanto es otro factor que se tiene que considerar.

Dimensionado del capacitor de salida

De igual manera que el capacitor de entrada, para poder llegar a la tensión de salida adecuada, se tiene que considerar factores como ESR y ESL, partiendo de la ecuación 2.11 se obtiene:

$$C_{o_{min}} = \frac{1A \cdot 0,667}{100kHz \cdot [0,01 \cdot 400V - (\frac{1A}{1-0,667} + \frac{150mA}{2}) \cdot 10m\Omega]} = 1,7\mu F \quad (3.1)$$

*Nota:se puede escoger una capacitancia mayor a 1.7uF para cumplir con las especificaciones de diseño, no obstante, lo que es importante es lograr obtener un ESR menor a 10mΩ, para ello se va a considerar colocar en paralelo capacitancias con menor ESR para disminuir las resistencias altas que poseen los capacitores electrolíticos que para este caso funcionaran como bulk.

Círculo de protección

Para la protección del convertidor, se considera la colocación de fusibles, este tiene que ser tipo “Slow blow” ya que tiene mayor tolerancia contra altos picos de corriente en la entrada (inrush current) y se tiene que elegir que sea mayor a la corriente que pasa por el circuito, pero no lo suficientemente grande de lo contrario el fusible no actuaría nunca.

Además se coloca un diodo, este se escoge que sea de baja resistencia con el fin de disminuir la pérdida de potencia, esta al estar siempre conduciendo.

3.1.2. Resumen de componentes

En la tabla 3.4 se muestra un resumen de los valores dimensionados con sus respectivos valores comerciales que se utilizará en la simulación del diseño del convertidor.

Tabla 3.4: selección de componentes

Parámetro	Descripción
D	$D_{min} = 0,193, D_{max} = 0,667$
L	10mH , $I_{Lmax} = 3,075A, \Delta i_L = 150mA$
MOSFET Sic	$I_{sw} = 4A, V_{sw} = 780V$
Diodo Schottky	$I_F = 4A, V_R = 780V$
C_i	22uF, 450V, (Configuración en paralelo)
C_o	200uF, 450V, (Configuración en paralelo)

3.1.3. Diseño Buck-Boost

En la figura 3.2 se muestra el circuito completo dimensionado con los valores comerciales, la selección de los capacitores está de forma que se pueda reducir el ESR y ESL lo mayor posible.

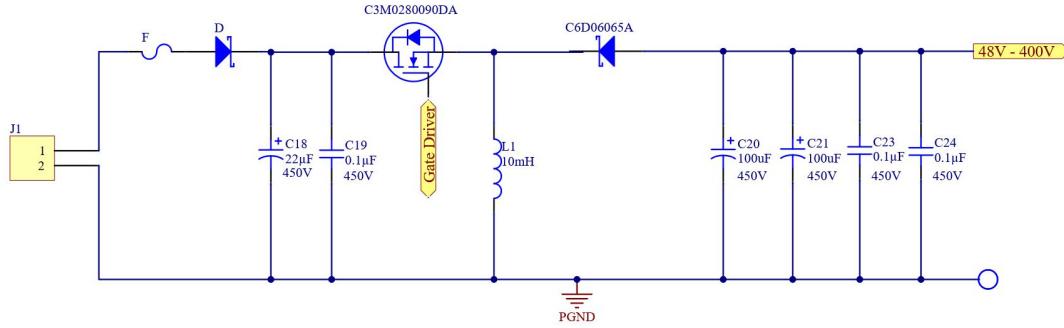


Figura 3.2: Diseño de convertidor Buck-Boost. Autoría propia

O

3.1.4. Diseño del gate driver del Buck-Boost

Para el gate driver del convertidor Buck-Boost, se propone el diseño del circuito que se observa en la figura 3.3, se considera utilizar un gate driver aislado, para ello se escoge el componente “UCC5310” de la marca Texas Instrument, con una configuración tipo “High Side” dado que para este tipo de convertidor, su transistor no va directo a tierra, es necesario conectar el circuito de forma que se pueda generar la tensiones necesitadas en la compuerta, siguiendo las recomendaciones de diseño del fabricantes [9]:

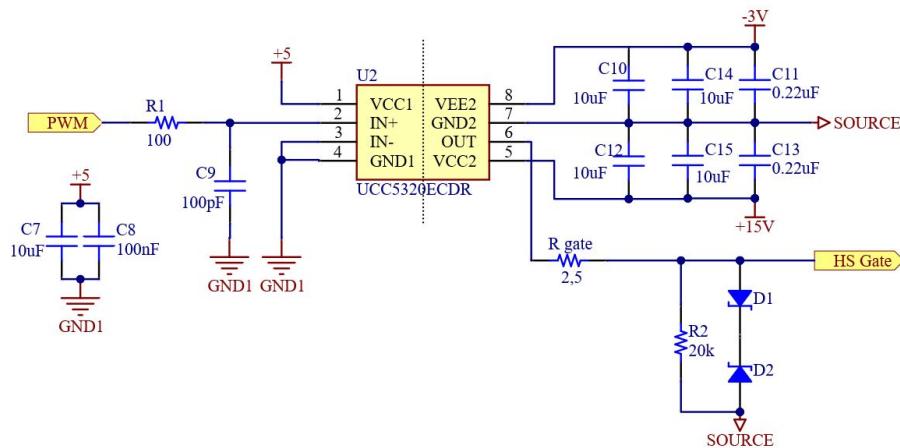


Figura 3.3: Gate Driver aislado tipo “High Side”. Autoría propia.

- Se coloca un filtro en R_1 y C_9 para disminuir el ruido generado por los trazos de la PCB.
- R_{gate} se escoge un valor de $2,5\Omega$, valor típico de la hoja del fabricante del MOSFET. Es una resistencia baja, característica de los MOSFET tipo Sic, esta resistencia se puede ajustar al disparo deseado en pruebas físicas, al aumentar la resistencia o disminuirla hace que el disparo del MOSFET sea más rápida o más lenta, y también ayuda a disminuir las oscilaciones del MOSFET producidas por sus inductancias y capacitancias.
- R_2 es la resistencia de “pull-down”, se escoge un valor en el orden de los $k\Omega$ para garantizar que el transistor no tenga un falso disparo.
- $D1$ y $D2$ se escogen para proteger el MOSFET, estos tienen que tener los valores a 15V y 5V de tal forma que la tensión en la compuerta llegue a esos niveles.
- Los capacitores de desacople de V_{cc1} , (C_7 y C_8) se utilizan para mantener la corriente necesaria del circuito lógico interno, por lo que el fabricante recomienda capacitores de 50V con baja resistencia ESR y ESL, de multi capas cerámicos (MLCC), además, se coloca un capacitor de 10uF, 50V, electrolítico o de tantalio, esto para disminuir el ruido provocado por las inductancias parásitas de la PCB.
- Los capacitores C_{10} y C_{12} son capacitores electrolíticos de tantalio de 50v. C_{13}, C_{14}, C_{15} , se escoge de 50v MLCCC.

3.2. Convertidor de puente completo (Puente H)

En la tabla 3.5 se muestran las especificaciones de diseño:

Tabla 3.5: Especificaciones de diseño

Descripción	Parámetro	Unidad
Tensión de entrada	V_s	$200V_{dc}$
Tensión de salida	V_o	$120V_{rms}, 170V$
Tensión del Carrier	$V_{carrier}$	5V
Corriente de salida	I_{rms}	5A
Potencia	P	600W
Frecuencia fundamental	f	60 Hz
Frecuencia de operación del transistor	f_{sw}	5kHz
Carga	R_o	24Ω

En el diagrama de bloques de la figura 3.4 se encuentra los circuitos a diseñar, donde la entrada de los módulos se representa en los bloques de color naranja.

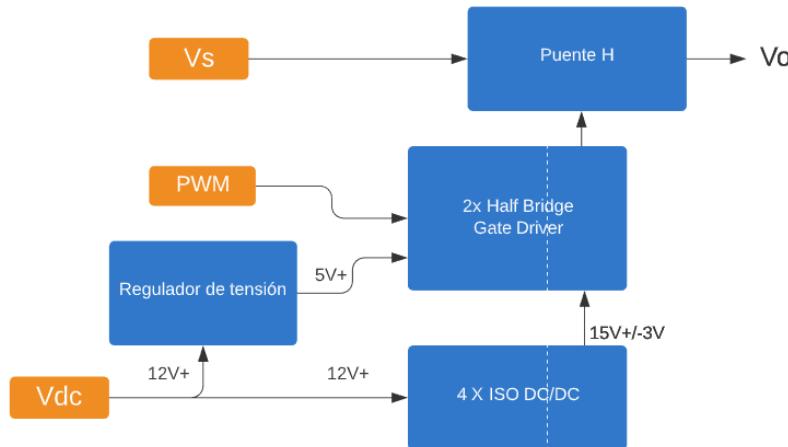


Figura 3.4: Diagrama de bloque de los circuitos a diseñar

3.2.1. Dimensionado de componentes

Para determinar el índice de modulación de amplitud, para las especificaciones del diseño se utiliza la ecuación 2.12 :

$$ma = \frac{120V_{rms}}{200V_{dc}} = 0,6$$

por lo tanto en orden de obtener en la salida $120V_{rms}$, la tensión de referencia se tiene que ajustar en:

$$V_{ref} = 0,6 \cdot 5V = 3V \quad (3.2)$$

Selección de transistores

Para la selección de transistores se considera la corriente instantánea en la salida del puente antes del filtro, estaría dado por la ecuación 2.13:

$$I_{sw} = I_{max} = \frac{200V}{24} = 8,33A(\text{instantaneo})$$

$$I_{sw} = 8,33A + 30\% = 10,83A$$

La tensión de bloqueo en los transistores está dado por :

$$V_{sw} = V_s = 200V + 30\% = 260V$$

Por lo tanto, las características que debe poseer el transistor debe ser mayores a los valores de V_{sw} y I_{sw} calculados.

Circuito de protección

El circuito de protección para el inversor se utiliza fusibles para la entrada del convertidor y dos para la salida mayor a 5A, para la salida se necesitan fusibles que funcionen para corriente alterna, también se considera un varistor (MOV) para suprimir los picos de tensión que pueda ser ocasionados en la etapa del puente H.

Capacitor de entrada

Dado que en un inversor, su corriente es por pulsos, el capacitor de entrada se encarga de mantener los niveles de tensión DC estables, se puede obtener mediante la siguiente ecuación[1] :

$$C_{dc} = \frac{I_{rms}}{V_{ripple} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{sw}}$$

$$C_{dcmin} = \frac{5A}{5V \cdot 2 \cdot \pi \cdot 5kHz} = 31\mu F$$

3.2.2. Diseño del filtro LC

Se diseña dos tipos de filtro para filtrar la señal de salida del puente, un filtro LC y un filtro LCL, la cual se implementará en un módulo externo dedicado a los filtro.

Filtro LC

Para filtrar la señal cuadrada proveniente del puente y obtener una señal sinusoidal en la salida, se sigue los pasos de diseño obtenidos de [7].

Si se toma la frecuencia de corte como :

$$f_o = 60\text{Hz} \cdot 10 = 600\text{Hz}$$

El inductor se obtiene con la ecuación 2.15:

$$L = \frac{24\Omega \cdot \sqrt{2}}{2\pi \cdot 600\text{Hz}} = 9\text{mH}$$

El capacitor de salida se obtiene con la ecuación 2.16:

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot R_L \cdot \sqrt{2}} = 7,8\mu\text{F}$$

Filtro LCL

Adicionalmente al filtro LC, también se diseña un filtro pasa bajas de tipo T o LCL, para ello se considera que la frecuencia f_o cumpla lo siguiente:

$$10 \cdot f < f_o < 0,5f_{sw}$$

donde f es la frecuencia fundamental en la señal AC y f_{sw} la señal de conmutación de los transistores.

Considerando la frecuencia fundamental $f = 60\text{Hz}$ y la frecuencia de conmutación $f_{sw} = 5\text{kHz}$ entonces la frecuencia de corte debe de encontrarse dentro del siguiente rango:

$$600\text{Hz} < f_o < 2500\text{Hz} \quad (3.3)$$

Para la selección del capacitor C_f se toma en cuenta que la máxima variación del factor de potencia en la señal alterna sea de 5 %. entonces:

se calcula la impedancia de la carga:

$$Z = \frac{V_{rms}^2}{S}$$

$$Z = \frac{120\text{V}^2}{600\text{VA}} = 24\Omega$$

la capacitancia base está dada por:

$$C_b = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot Z}$$

$$C_b = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 60\text{Hz} \cdot 24\Omega} = 110,5\mu\text{F}$$

por lo tanto la capacitancia en el filtro se obtiene del 5 % de la capacitancia base:

$$C_f = 0,05 \cdot C_b = 5,52 \mu F$$

Para el cálculo de los inductores, se dimensiona el primer inductor L_i la cual es la inductancia que le corresponde a la etapa del convertidor, y a partir de esta se obtiene L_g que representa el inductor de la etapa que conecta a la señal sinusoidal.

El inductor L_i se obtiene de la siguiente manera:

$$L_i = \frac{V_{dc}}{16 \cdot f_{sw} \cdot \Delta I_{Lpp}}$$

Para limitar el rizado de la corriente de la señal de salida a un 10%, la corriente ΔI_{Lpp} se puede calcular a partir de la siguiente ecuación:

$$\Delta I_{Lpp} = 0,01 \frac{Pn \sqrt{2}}{V_{rms}}$$

$$\Delta I_{Lpp} = 0,01 \frac{600 \sqrt{2} W}{120 V}$$

Sustituyendo se obtiene el inductor L_i :

$$L_i = \frac{200 V}{16 \cdot 5000 Hz \cdot 0,07} = 21,21 mH$$

La inductancia de la etapa de la señal sinusoidal L_g está dada por:

$$L_g = L_i \cdot 0,6 = 12,72 mH$$

Para verificar si los componentes calculados, dan una frecuencia de corte dentro del rango aceptado de la ecuación 3.3, se comprueba con la siguiente ecuación:

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_i + L_g}{L_i \cdot L_g \cdot C_f}}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{21,21 mH + 12,72 mH}{21,21 mH \cdot 12,72 mH \cdot 5,52 \mu F}} = 761,65 Hz \quad (3.4)$$

***Nota** Con la ecuación 3.4, se puede determinar que los componentes dimensionados se encuentran dentro de los rangos definidos en la ecuación 3.3. La ecuación 3.4 permite cambiar los inductores y seleccionar valores más bajos para poder disminuir los costos de los inductores en caso de que sea necesario.

En la tabla 3.6 y 3.7, se encuentran los valores que se tomarán en cuenta para seleccionar los componentes.

Tabla 3.6: selección de componentes Para filtro LC

Parámetro	Teórico	Comercial
L	9mH	10mH
C	7.8uF	10uF

Tabla 3.7: selección de componentes Para filtro LCL

Parámetro	Teórico	Comercial
L_i	21.21mH	20mH
I_{imax}	7.07A	>7.07A
L_g	12.72uF	10mF
I_{gmax}	7.07A	>7.07A
C_f	5.52uF	4.7uF
V_{Cf}	170V	>170V

3.2.3. Resumen de componentes

En la tabla 3.8 se muestra un resumen de los valores dimensionados con sus respectivos valores comerciales que se utilizará en la simulación del diseño del convertidor.

Tabla 3.8: selección de componentes

Parámetro	Descripción
m_a	$m_a = 0,85$
V_{ref}	4.25V
$V_{Carrier}$	5V
f	60Hz
f_{sw}	5kHz
L	10mH , $I_{Lmax} = 8A$,
4 x MOSFET Sic	$I_{sw} = 10,83A$, $V_{sw} = 260V$
C	22uF, 450V, (Configuración en paralelo)
C_{dc}	470uF, 450V, (Configuración en paralelo)

3.2.4. Diseño Puente H

El circuito propuesto para el diseño se encuentra en la figura 3.5.

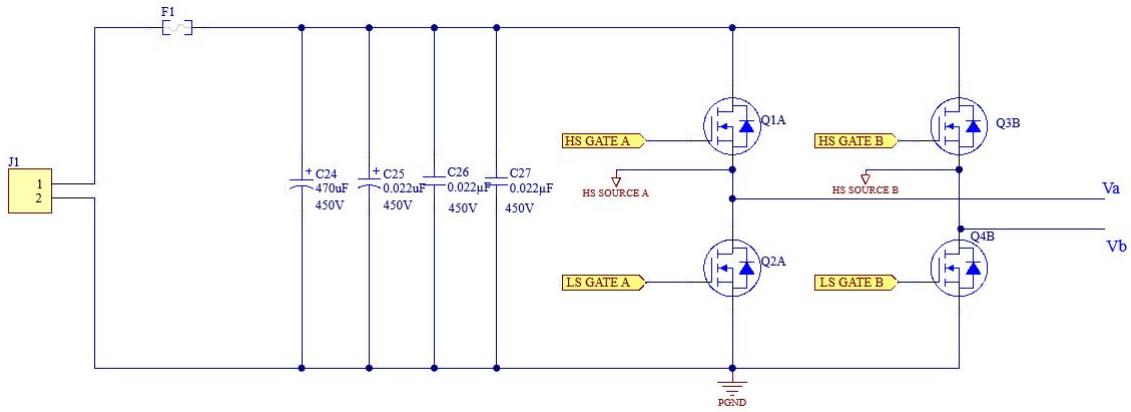


Figura 3.5: Circuito propuesto del puente H. Autoría propia

3.2.5. Diseño del gate driver para el puente H

En la figura 3.6 se encuentra en diseño propuesto para el gate driver del puente H, se utilizará el componente “UCC21520” de Texas Instrument, este componente es un gate driver para medio puente, por lo que se requerirá dos de ellos para poder manejar el puente completo.

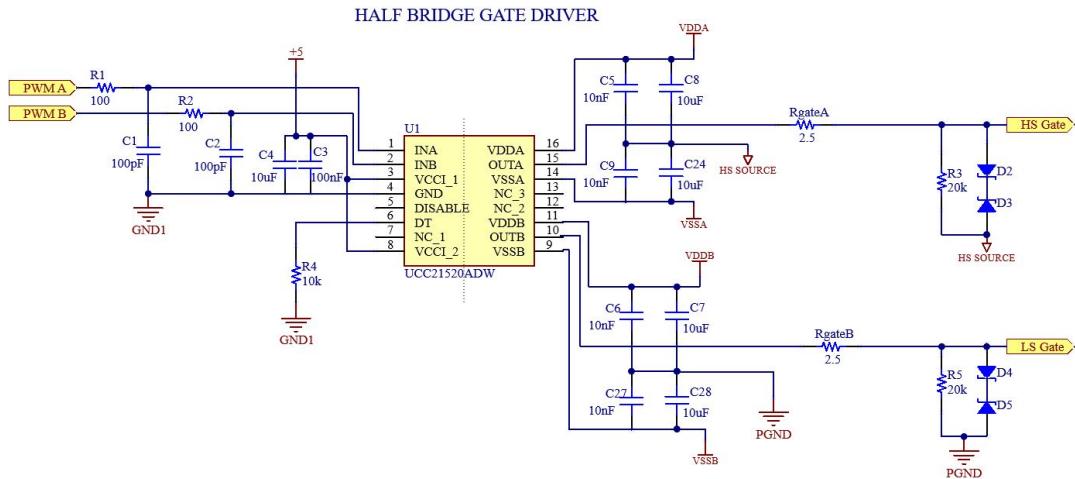


Figura 3.6: Gate Driver para configuración de medio puente. Autoría propia.

Siguiendo las recomendaciones del fabricante [8], se consideraron los siguientes componentes:

- Para cada entrada del controlador (PWM A y PWM B), se coloca un filtro RC en la entrada(R_1, C_1

y R_2, C_2) de 100Ω y 100pF , es una medida de seguridad para que la señal de entrada no tenga una distorsión que pueda causar una falsa conmutación.

- Los capacitores C_3 y C_4 , son de desacople para ambas entradas VCCI1 y VCCI2. Se escoge de $10\mu\text{F}$ 50v electrolítico en paralelo con 100nF de 50V tipo MLCC.
- Para controlar el tiempo muerto DT, el componente trae por defecto (patilla sin conectar) un tiempo muerto $< 15\text{nS}$. Para controlar este tiempo, se recomienda el rango de 500Ω a $500k\Omega$ conectados entre la entrada DT a tierra (GND).

Se ajusta el tiempo según la ecuación:

$$DT(\text{nS}) = 10 \cdot R_{DT}(k\Omega).$$

Se puede cambiar la resistencia por un potenciómetro para poder ajustar el tiempo muerto. Se recomienda una resistencia con $\pm 1\%$ de tolerancia por prevención.

- Las resistencias de las compuertas (R_{gate1} y R_{gate2}), se dejan en el valor típico de la hoja de datos, este parámetro se puede ajustar cambiando la resistencia para obtener el disparo deseado.
- Para ambos MOSFET se le asigna una resistencia R_3 y R_5 de “Pull-Down” con diodos Zener (D_2, D_3, D_4, D_5) de protección con denominaciones de 15V y 5V.
- El gate driver se configura para tener dos salidas, el circuito de disparo para los transistores superiores se conectan al “HS SOURCE” que corresponde a la tierra del MOSFET superior, mientras que el circuito de disparo para la salida “LS gate” se conecta a la tierra de potencia PGND. Los capacitores $C_5, C_8, C_9, C_{24}, C_6, C_7, C_{27}, C_{28}$, son capacitores de desacople que se escogen según recomienda la hoja de datos del fabricante.

3.3. Diseño del circuito de alimentación para electrónica de baja tensión

3.3.1. Fuente alimentación aislada del gate driver

3.3.2. Circuito de alimentación Buck-Boost

Se selecciona el circuito de alimentación aislada de tal forma que opere de la misma manera que los gate driver. Dado que los MOSFET pensados en utilizar son de carburo de silicio (SiC), estos operan con valores asimétricos de tensión para conmutar el MOSFET (+15V/-3) por lo tanto se optó por utilizar el componente “R12P21503D” de la marca RECOM, este componente es un convertidor DC/DC aislado con transformador integrado por lo que reduce el tamaño del componente y está fabricado especialmente para este tipo de transistores por lo que son los más adecuados para el diseño. En la figura 3.7 se encuentra la configuración del componente para obtener dos salidas, con una tensión de +15V y -3V. Los capacitores son de desacople con baja ESR y ESL, y se escoge según la recomendación del fabricante, por lo que se considera utilizar capacitores cerámicos de tipo MLCC, su trabajo principal es minimizar el ruido y mantener un nivel de tensión adecuado para que la fuente provea la tensión requerida.

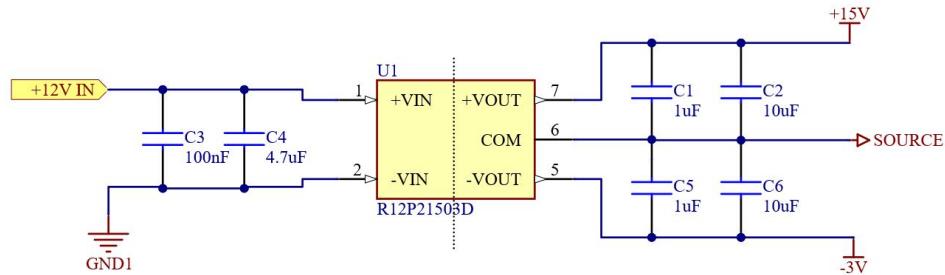


Figura 3.7: Convertidor DC/DC aislado, $V_i = +12V$, $V_o = +15V/-3V$. Autoría propia.

3.3.3. Circuito de alimentación Puente H

Para el circuito del Puente H, dado que se utiliza los mismos transistores, se puede utilizar el mismo circuito de alimentación aislada, en la figura 3.8, se encuentra el circuito propuesto para alimentar el gate driver de medio puente visto en la figura 3.6, en orden de poder alimentar todo el puente, se necesita 4 convertidores aislados en total por lo que también se tendría que considerar cuatro planos de tierra.

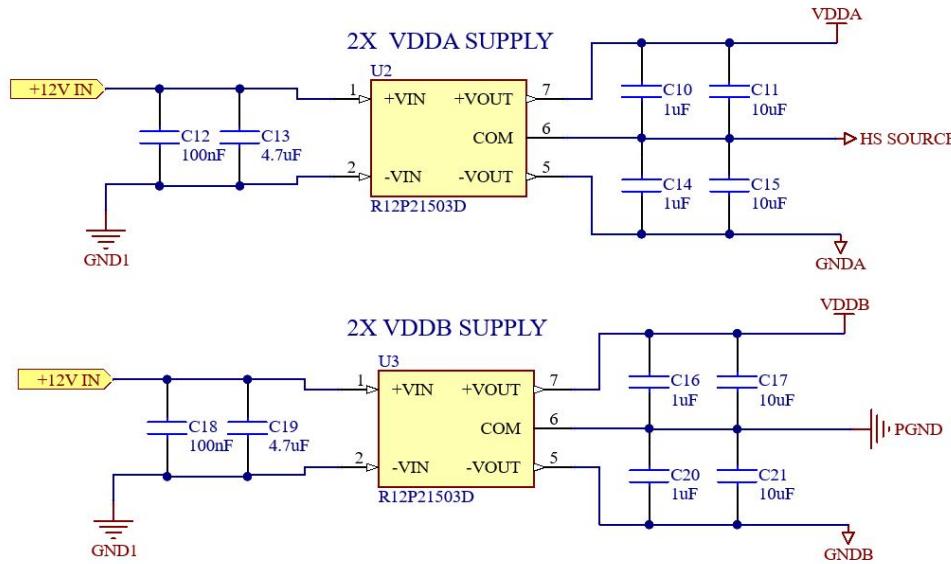


Figura 3.8: Convertidor DC/DC aislado para una configuración de medio puente. Autoría propia.

3.3.4. Regulador lineal de 5V

Se considera utilizar un Regulador lineal de 5v, dado que la entrada para la alimentación de baja tensión es de $12V_{dc}$. La parte del primario de los gate drivers propuestos (figura 3.3 y 3.6) ocupan alimentación de 5V por lo que se utiliza el regulador lineal de la figura 3.9.

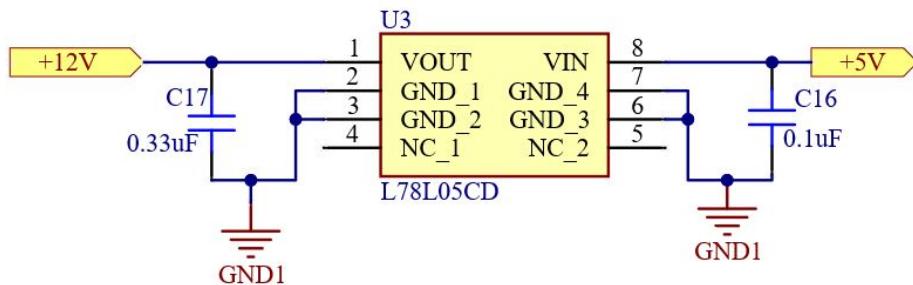


Figura 3.9: Regulador lineal, $V_i = +12V, V_o = +5V$. Autoría propia.

Capítulo 4

SIMULACIÓN Y RESULTADOS

En este capítulo, se validará los componentes dimensionados en el capítulo 3, para ello se utilizará el programa de PLECS para la simulación correspondiente a los circuitos de potencia y OrCAD para la sección de electrónica de pequeña señal.

El proceso de simulación se realizará mediante una simulación teórica con los valores dimensionados y con los valores comerciales más cercanos, para corroborar que los componentes calculados cumplan con las especificaciones del diseño. Una vez corroborado los componentes se procederá a la selección de los componentes comerciales que se utilizarían en el diseño.

Finalmente, con los datos reales de los componentes seleccionados, se procederá a realizar simulaciones con sus componentes reales, tomando en consideración las pérdidas por conducción de los componentes pasivos y el análisis de pérdidas en los dispositivos semiconductores de tal forma que se pueda estimar la eficiencia del convertidor a diseñar.

4.1. Simulaciones del Buck-Boost

4.1.1. Simulación teórica

En el capítulo 3, se dimensionaron los componentes teóricos que cumplan con las especificaciones de diseños y se escogieron los componentes comerciales como se observa en la tabla 3.4.

Para la simulación teórica, se realizó una simulación con los valores teóricos y otra con los valores comerciales, utilizando el programa de PLECS, se realizó el circuito de la figura 4.1, de la cual se configuró con los valores de la tabla 4.1.

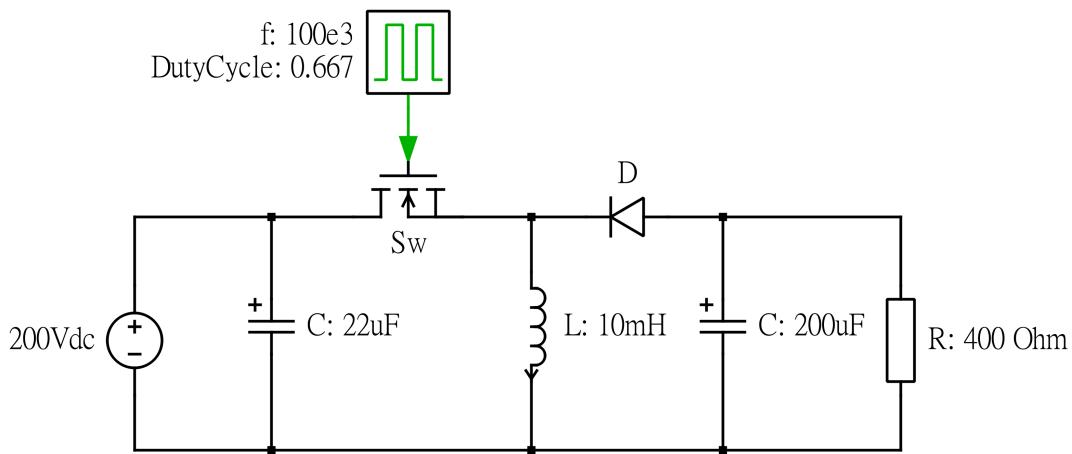


Figura 4.1: Circuito convertidor Buck-Boost ideal, Autoría propia

Tabla 4.1: Configuración de PLECS para la simulación teórica y comercial

Parámetro	Teórico	Comercial
V_s	200V	200V
C_i	0	22uF
C_o	1.67uF	200uF
L	8.89mH	10mH
Frecuencia	100kHz	100kHz
D	0.667	0.667

En la figura 4.2, se observa las señales obtenidas de la simulación, se puede observar en la onda de color “rojo” que al incrementar el valor de la capacitancia C_o y el inductor L (valores comerciales), el rizado disminuyó significativamente, en especial el rizado de la corriente y rizado de la tensión en la salida del convertidor.

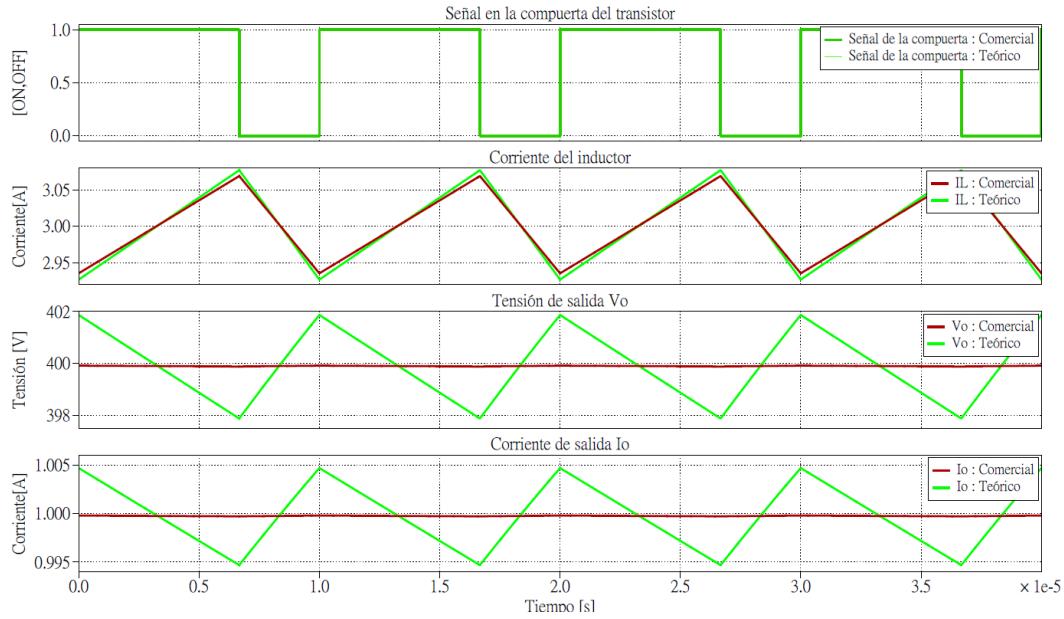
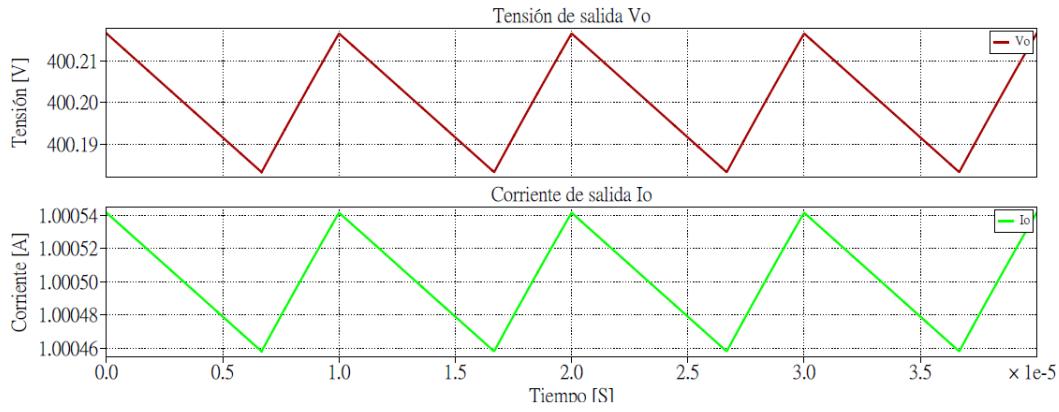


Figura 4.2: Rizados de las señales de tensión de salida, corriente y corriente del inductor. Simulación en color verde para resultado teórico y simulación de color rojo para el resultado de la simulación comercial.

En la figura 4.3, se aprecia de mejor manera, el rizado de la tensión y corriente de salida del convertidor al utilizar el valor comercial de la capacitancia $C_o = 200\mu F$, donde se observa que al aumentar la capacitancia se puede obtener un rizado menor.



En la tabla 4.2, se observa los resultados obtenidos en la simulación para los componentes pasivos, se

puede apreciar que tanto para los valores teóricos como comerciales, los resultados permanecen dentro de los valores permitidos en las especificaciones del diseño por lo que se procede a escoger componentes reales que se utilizará en el circuito a implementar.

Tabla 4.2: Resultados obtenidos en la simulación teórica y comercial

Parámetro	Teórico	Comercial
V_o	400V	400V
$V_{o_{min}}$	398V	400.18V
$V_{o_{max}}$	402.17V	400.21V
ΔV_c	4V	33mV
I_L	3A	3A
ΔI_L	150mA	130mA
I_o	1A	1A

En la figura 4.4, se observa las señales de conducción y conmutación del transistor y el diodo, en la tabla 4.3 se encuentra los valores máximos donde operará el transistor y el diodo la cual cumple con los valores calculados en el capítulo 3.

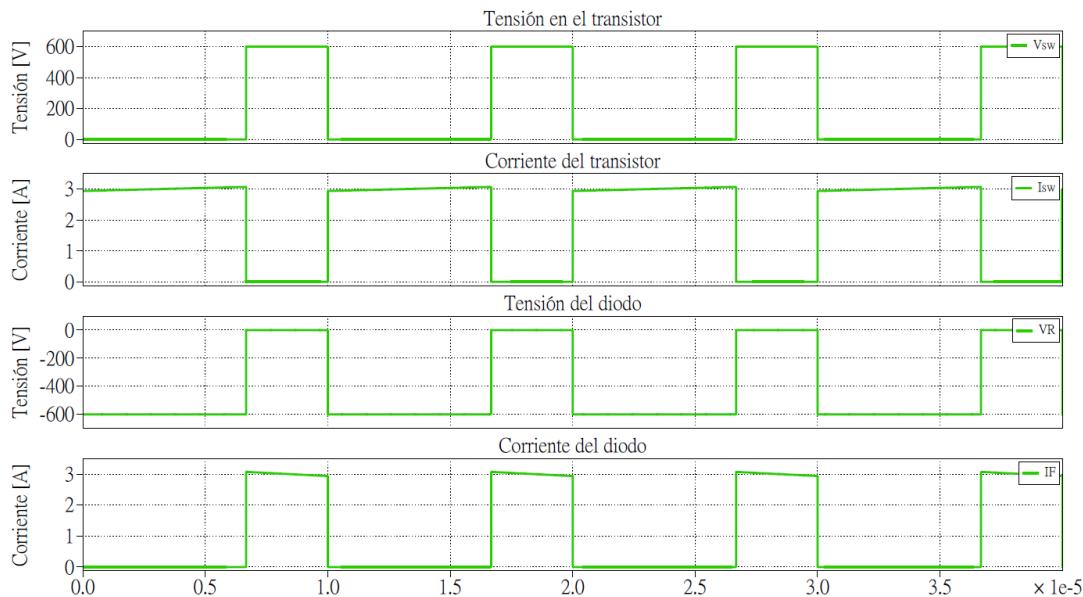


Figura 4.4: Señal de conducción y comutación del transistor y el diodo

Tabla 4.3: Valores máximos del transistor y el diodo

Parámetro	Valor máximo
V_{sw}	600V
I_{sw}	3.07A
V_R	-600.18V
I_F	3.07V

Se pudo observar en las simulaciones que todos los valores dimensionados se encuentran dentro de los valores permitidos para que el convertidor opere de manera correcta, dicho esto, se buscaron componentes reales basados en la tabla 3.4.

4.1.2. Análisis de pérdidas en el transistor y diodo

Antes de realizar la simulación en el modelo real, se requiere calcular las pérdidas en el transistor y en el diodo, de tal forma que se pueda determinar las pérdidas generadas por conducción y conmutación de estos componentes, generalmente, las mayores pérdidas en los convertidores suceden en estos componentes, es por ello que se le tiene que dedicar un análisis más detallado que pueda garantizar una alta eficiencia en el convertidor con los componentes seleccionados, estos análisis permite verificar si será necesario acoplar un disipador térmico en el transistor y en el diodo en caso de que los semiconductores lleguen a aumentar la temperatura lo suficiente para dañarse y comprometer el funcionamiento del convertidor.

Análisis en el transistor

Para este diseño se utilizará un MOSFET (C3M0280090D) de tipo carburo de silicio. Para realizar el análisis térmico correspondiente, se utiliza los datos de interés provistos por la hoja del fabricante como se observa en la tabla 4.4.

Tabla 4.4: Características eléctricas y térmicas del MOSFET (C3M0280090D) obtenida de la hoja del fabricante.

Parámetros estáticos		
Símbolo	Valor	Unidad
$R_{DS(on)}$	2,80E-01	Ω
$i_{d(diseno)}$	3,07	A
D	0,667	%
Parámetros de conmutación		
E_{on}	57	uJ
E_{off}	6	uJ
E_{total}	63	uJ
f_{sw}	100	kHz
Parámetros Térmicos		
T_{jmax}	150	$^{\circ}\text{C}$
T_a	25	$^{\circ}\text{C}$
R_{ja}	40	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
R_{jc}	2.3	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$

En la tabla 4.5 se encuentran las pérdidas calculadas con las obtenidas en la simulación con PLECS, se puede observar que se obtuvo teóricamente pérdidas similares con las obtenidas en la simulación. Es importante mencionar que el programa PLECS admite las librerías térmicas que provee el fabricante del MOSFET seleccionado (C3M0280090D- Wolfspeed) esto permite obtener un simulación más acertada ya que el proveedor facilita un modelo con condiciones más exactas que permite dar un análisis de pérdidas más acertado del componente seleccionado.

Tabla 4.5: Comparación de pérdidas calculadas (ver apéndice C) contra pérdidas en la simulación

Pérdidas	Teórico	Simulación
P_{cond}	1.76W	1.8W
P_{sw}	6.30W	5.29W
P_{total}	8.06W	7.09W

Análisis en el diodo

De la misma manera, se utiliza un diodo Schottky de carburo de silicio del mismo fabricante (wolfspeed-C6D06065A) que facilita los modelos eléctricos y térmicos por medio de sus librerías, los datos de interés se muestran en la tabla 4.6.

Tabla 4.6: Características eléctricas y térmicas del diodo C6D06065A

Parámetros estáticos		
Símbolo	Valor	Unidad
V_F	1,27	V
I_F	3.07	A
I_R	1,20E-04	A
Parámetros Térmicos		
T_{jmax}	175	°C
T_a	25	°C
R_{ja}	40	°C/W
R_{jc}	2,05	°C/W

En la tabla 4.7 se observa que se obtuvo la pérdida similar tanto en la simulación como en el cálculo.

Tabla 4.7: Comparación de pérdidas calculadas (ver apéndice C) contra pérdidas en la simulación

Pérdidas	Teórico	Simulación
P_{cond}	1.3W	1.08W

Cálculo del disipador

Una vez que se tiene las pérdidas (tabla 4.5 y 4.7) se determina el disipador que requiere cada componente, en la tabla 4.8 se encuentra la pérdida del transistor sin disipador denotado por P_{sinHS} , por lo que se requiere de un disipador que pueda disipar $\leq 13,2\text{C}/\text{W}$.

En la tabla 4.9 se encuentra la potencia sin disipador del diodo, dicho resultado muestra que el diodo puede funcionar correctamente sin disipador, no obstante, dado que los convertidores van a ser utilizados por estudiantes, mientras más baja se pueda mantener la temperatura del componente, más seguro va ser el convertidor por lo tanto se escoge un disipador igual al del MOSFET.

Tabla 4.8: Cálculo del disipador del MOSFET

Diseño del disipador MOSFET		
Símbolo	Valor	Unidad
P_{sinHs}	3,125	W
R_{th}	13,2	°C/W

Tabla 4.9: Cálculo del disipador del diodo

Diseño del disipador MOSFET		
Símbolo	Valor	Unidad
P_{sinHs}	3,75	W
R_{th}	113,3	°C/W

Seguidamente se realizó el análisis térmico mediante una simulación utilizando el circuito de la figura 4.5, se consideró la temperatura ambiente de 25°C, dichos resultados se encuentran en la tabla 4.10 y en la figura 4.6, se escogió un disipador con una potencia de disipación de 3.3°C/W para ambos componentes, con la cual se observa un aumento de la temperatura en los componentes como era de esperarse pero manteniéndose en una temperatura estable alejado de las temperaturas de riesgo (150°C).

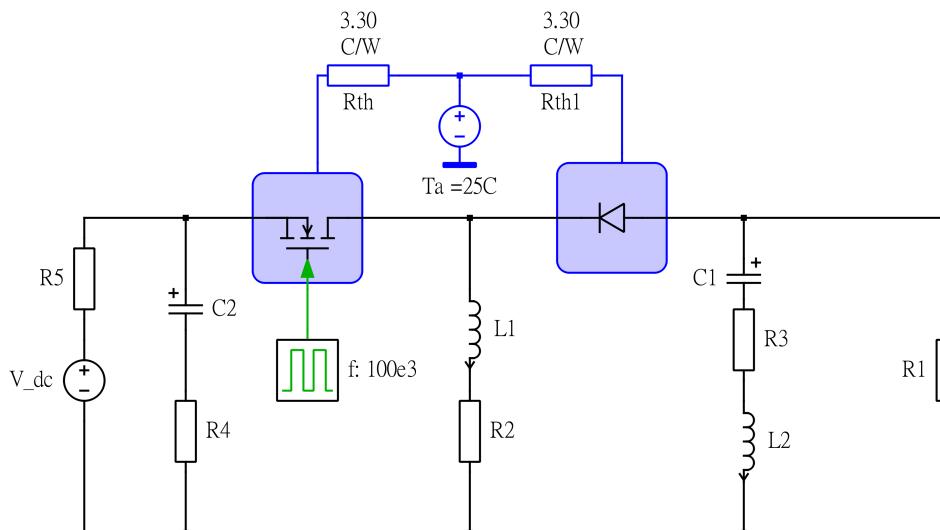


Figura 4.5: Circuito del convertidor para el análisis térmico. Autoría propia.

Tabla 4.10: Temperaturas de unión y disipador del transistor y diodo

Componente	R_{th}	Temperatura de unión	Temperatura del disipador
MOSFET	3.3°C/W	33.6°C	30.09°C
Diodo Schottky	3.3°C/W	31.2°C	20.59°C

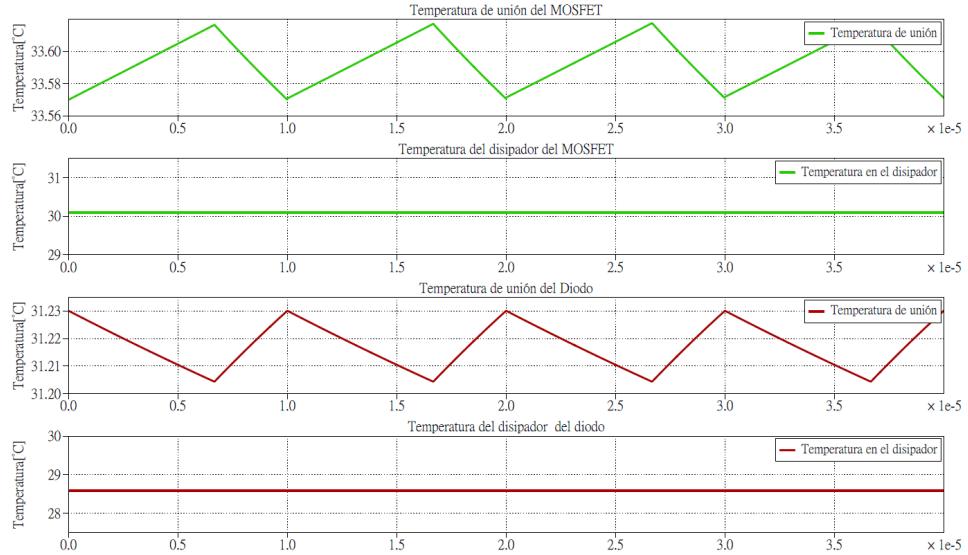


Figura 4.6: Gráfica de temperatura de unión y temperatura en el disipador del transistor y diodo

4.1.3. Simulación con modelo real

Una vez que se seleccionaron los componentes reales que se utilizarían en el prototipo del convertidor, se realiza una simulación considerando pérdidas en el circuito, para ello, se apoyó en las especificaciones de la hoja del fabricante con el fin de poder obtener una simulación que se asemeje lo más posible a condiciones reales. En la figura 4.7, se encuentra el circuito a simular considerando todas las pérdidas de los componentes. Como se había mencionado en la sección 3.1, uno de las consideraciones más importantes es la selección correcta de los capacitores, es por ello que se escogió detenidamente capacitores que fueran capaces de reducir las pérdidas por ESR. En la tabla 4.11, se encuentran los datos importantes para modelar correctamente las características de cada capacitor.

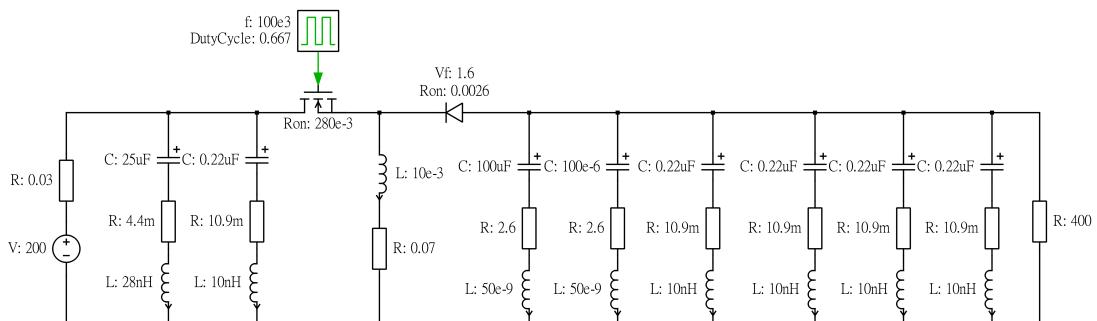


Figura 4.7: Circuito convertidor Buck-Boost considerando pérdidas. Autoría propia.

Tabla 4.11: Valores de interés en los capacitores escogidos.

Tipo	Valor	Tensión	ESR	ESL	Cantidad
Film	25uF	500V	4,4mΩ	28nH	1
Electrolítico	100uF	375V	2.6	50nH	2
Film	0.22uF	630V	10,9mΩ	10nH	5

En la figura 4.8, se encuentra el circuito equivalente del circuito de la figura 4.7, donde se puede observar que al utilizar capacitores con menor ESR y ESL, se logra reducir estas perdidas que son las que más influyen en las señales, especialmente de los capacitores electrolíticos que comúnmente poseen altos niveles de ESR.

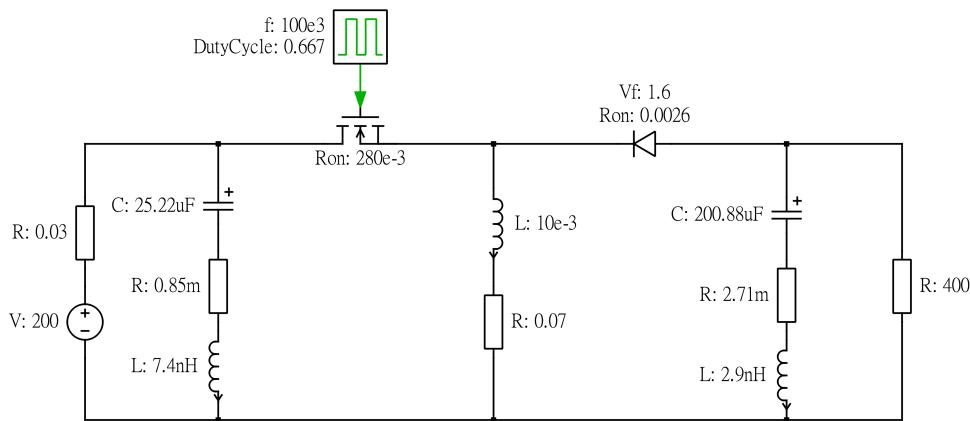


Figura 4.8: Circuito equivalente de pérdidas de la figura 4.7. Autoría propia.

En la figura 4.9, se observa las señales obtenidas de las tensiones del diodo, transistor y capacitor, como también, la corriente en el inductor. Las mediciones de este modelo se encuentran en la tabla 4.12, donde se observa una caída de 4V en la salida del convertidor. Estos componentes no presentan muchos cambios en la forma de onda salvo pequeñas caídas en la señal debido a que es un modelo más real.

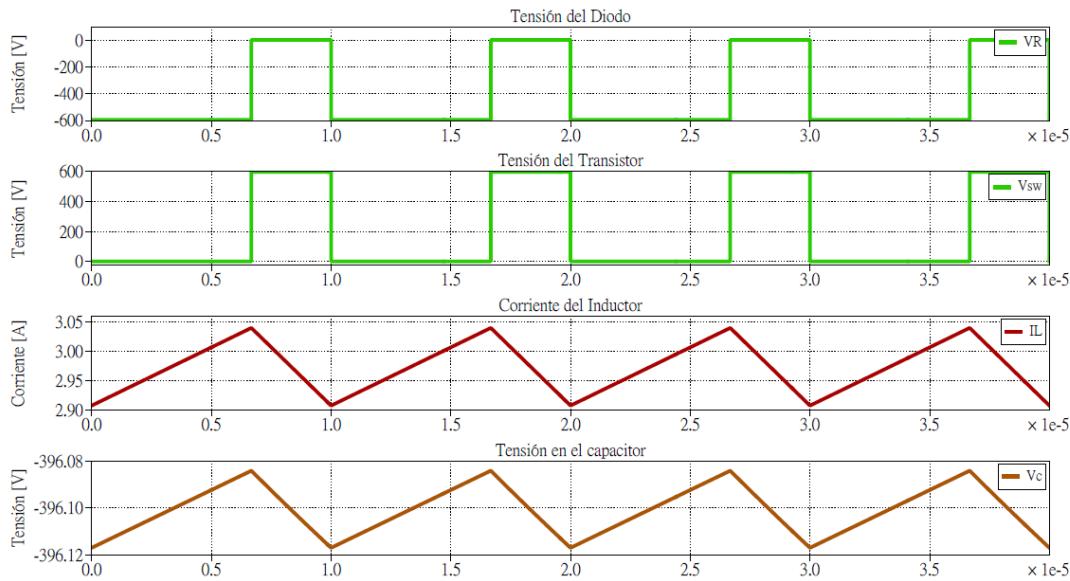


Figura 4.9: Resultados de las señales de los componentes del convertidor considerando pérdidas. Autoría propia.

Donde si se puede encontrar una variación en las señales, son las señales de tensión y corriente en la salida del convertidor como se observa en la figura 4.10. Debido a que se tomaron en cuenta las capacitanzas e inductancias parásitas (ESR y ESL respectivamente), esto provoca una pequeña distorsión en la forma de onda, es por ello que la escogencia de los capacitores es tan importante como el diseño mismo. En la tabla 4.12, se observa que el rizado de la tensión de salida ΔV_c presenta un pequeño aumento, no obstante todos los resultados de las mediciones, permanecen dentro de las especificaciones del diseño, por lo tanto los componentes seleccionados cumplen con lo que se requiere para el prototipo del módulo.

Es muy importante mencionar que debido a que el programa PLECS presenta una limitante cuando se modela un capacitor como “RLC”, la inductancias parásitas producen picos excesivos de tensión y corriente, estos picos en los modelos reales si suceden pero a menor nivel, y generalmente son las que producen ruido en las señales, por lo que para esta simulación se tomó la inductancia parásita con un valor casi ideal, es por ello que se escogieron componentes sobredimensionados con el fin de que los componentes puedan soportar estos picos.

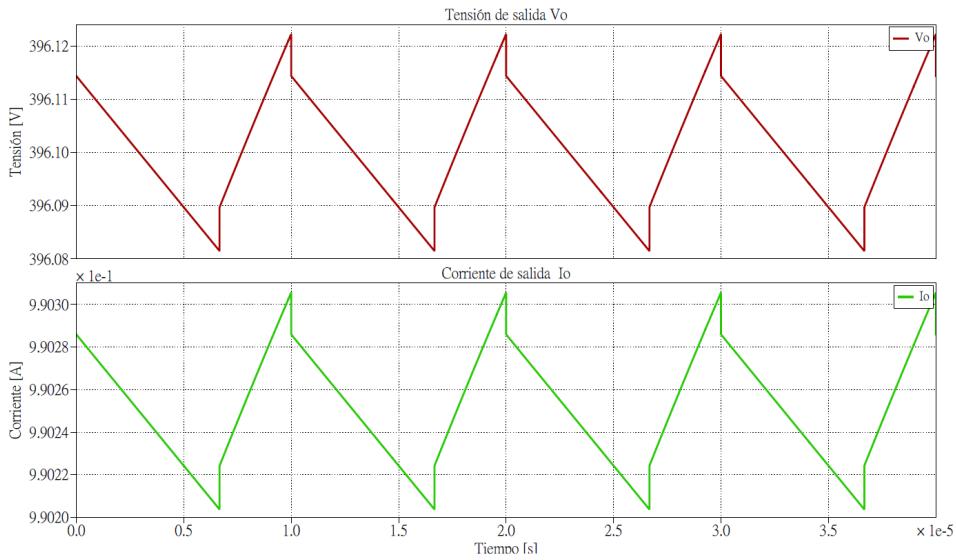


Figura 4.10: Resultados de las señales de salida del convertidor considerando pérdidas. Autoría propia.

Tabla 4.12: Resultados obtenidos en la simulación considerando pérdidas

Parámetro	Valor
V_o	396V
$V_{o_{min}}$	396.08V
$V_{o_{max}}$	396.12V
ΔV_c	40mV
I_L	2.973A
ΔI_L	132mA
V_c	396V
I_o	0.990A
P_o	392W

4.1.4. Simulación del Gate Driver

Para la simulación del circuito de disparo “gate driver” se utilizó el programa de OrCAD para obtener los valores de tensión en la compuerta del MOSFET C3M0280090D, donde se le ingresaron los parámetros de la hoja del fabricante de tal forma que se pudiera corroborar que el circuito de disparo pueda operar correctamente con el MOSFET seleccionado. En la figura 4.11 se encuentra el circuito de disparo utilizado, se obtuvo el modelo del circuito integrado UCC5320ECD y se siguieron la guía de diseño provisto por el fabricante, en la tabla 4.13 se encuentra los parámetros utilizados en la simulación.

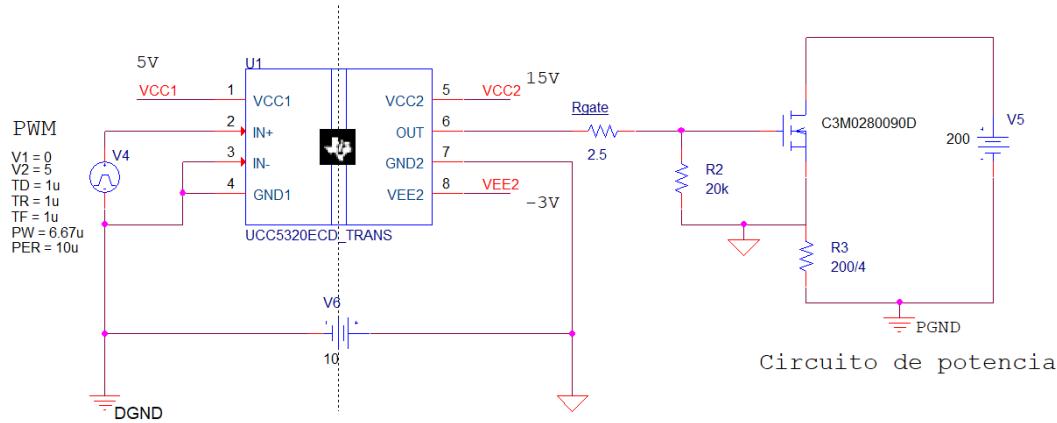


Figura 4.11: Circuito “High side” gate driver. Autoría propia.

Tabla 4.13: Configuración de los parámetros para la simulación en OrCAD del gate driver.

Parámetro	Valor
U_1	UCC5320ECD
V_{cc1}	5V
V_{cc2}	15V
V_{ee1}	-3V
R_{gate}	2,5Ω
D	0.667
f_{sw}	100kHz

En la figura 4.12 se encuentra los resultados obtenidos en la simulación, donde se puede apreciar la señal de conmutación (señal naranja) en la compuerta del MOSFET, este llega a los valores requeridos que corresponden a +15V/-3V (ver tabla 4.14) por lo tanto nos asegura que este circuito puede llegar a los niveles de tensión que necesita el MOSFET. También se aprecia la señal en el MOSFET V_{ds} (señal verde), se observan pequeños picos de sobre tensión pero dentro de valores seguros del MOSFET, en caso de tener más oscilaciones en esta señal, se le agregará un snubber capacitivo con el fin de disminuir las oscilaciones.

4. Simulación y resultados

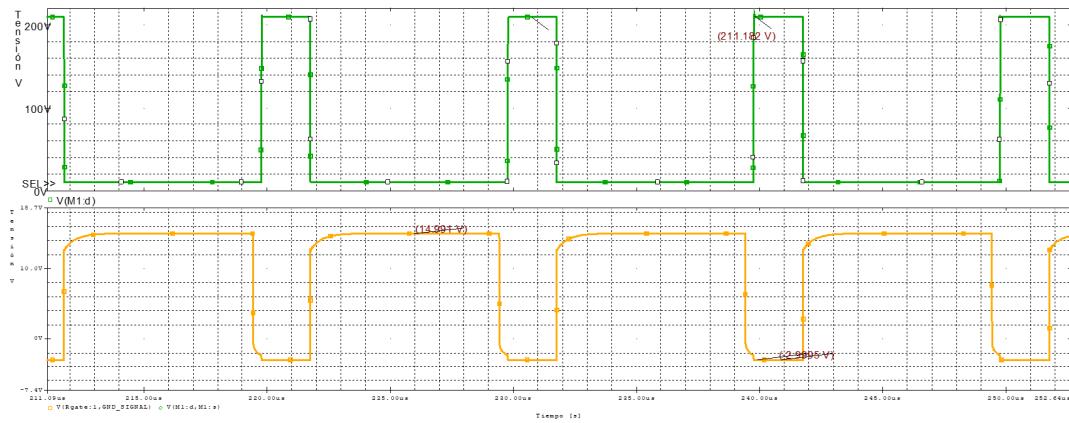


Figura 4.12: Señal del gate driver en la compuerta del MOSFET.

Tabla 4.14: Resultados obtenidos en la simulación del circuito de disparo

Parámetro	Valor
V_{g+}	14.99V
V_{g-}	-2.99V
V_{ds}	201.182V

4.2. Simulaciones del Puente H

4.2.1. Simulación eléctrica del puente H

Para la simulación del convertidor de puente H, se utilizó los componentes calculados en la sección 3.2, para ello se seleccionaron capacitores que pudieran mantener los niveles de tensión en la entrada, dicho circuito con los modelos reales de las pérdidas se encuentra en la figura 4.13, donde se presenta el circuito a simular, con los datos de ESR y ESL de los capacitores seleccionados.

En la figura 4.14, representa el circuito equivalente de la figura 4.13, donde se puede observar que la resistencia equivalente ESR se logra reducir a valores menores a $10m\Omega$ como se había recomendado en la sección 3.2.

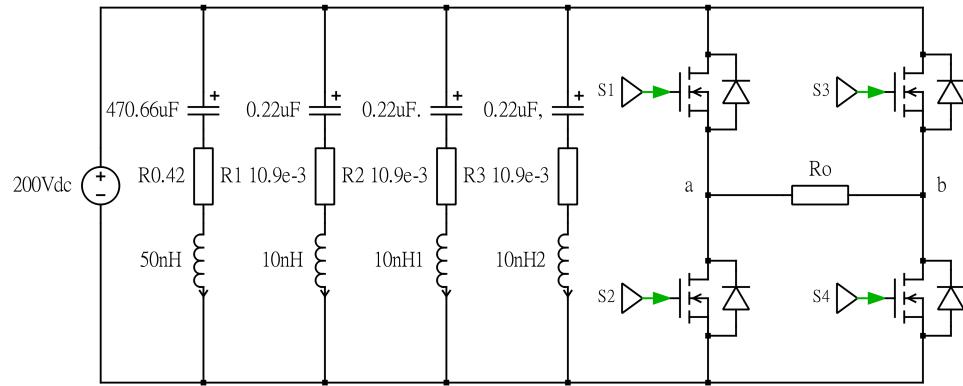


Figura 4.13: Circuito del diseño del convertidor de puente H considerando pérdidas. Autoría propia.

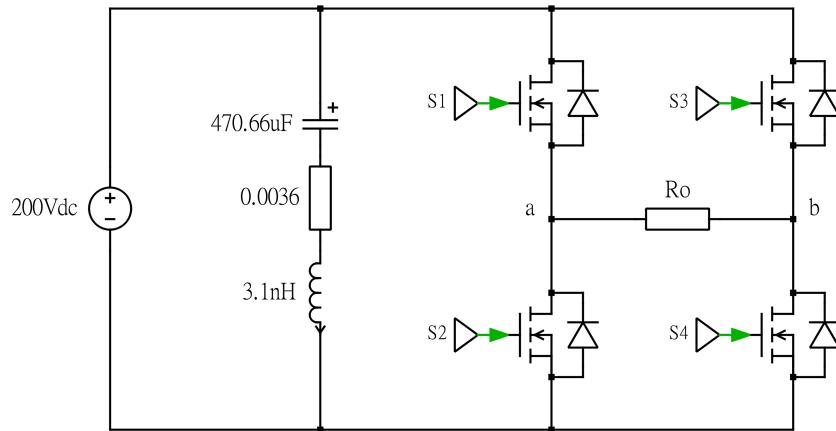


Figura 4.14: Circuito equivalente de pérdidas en la figura 4.13. Autoría propia.

Para realizar la simulación, se configura el programa con los parámetros que se encuentran en la tabla 4.15, donde V_{ref} representa una señal sinusoidal, y $V_{carrier}$ una señal triangular.

Tabla 4.15: Configuración de los parámetros para la simulación en PLECS del convertidor puente H.

Parámetro	Valor
V_s	$200V_{dc}$
$V_{carrier}$	5V
V_{ref}	3V
m_a	0.6
R_o	24Ω
f_{AC}	60Hz
f_{sw}	5kHz

Una vez realizada la simulación, en la figura 4.15, se encuentran los resultados obtenidos de las señales, se puede observar la señal de la tensión de salida en la carga utilizando una modulación unipolar, donde se observa que para la señal V_a (gráfica verde), su salida se obtiene comparando con la señal sinusoidal positiva (V_{ref+}) con la señal del carrier ($V_{carrier}$), este se encuentra en alto cuando V_{ref+} es mayor a $V_{carrier}$ y pasa a bajo cuando sucede lo contrario, caso similar sucede con la tensión V_b , pero esta es comparada con la señal sinusoidal negativa (V_{ref-}), y pasa a alto cuando V_{ref-} es menor al carrier, la suma la resta de las tensiones V_a y V_b son las que hacen posible obtener la salida modulada que pueda comportarse como una señal alterna.

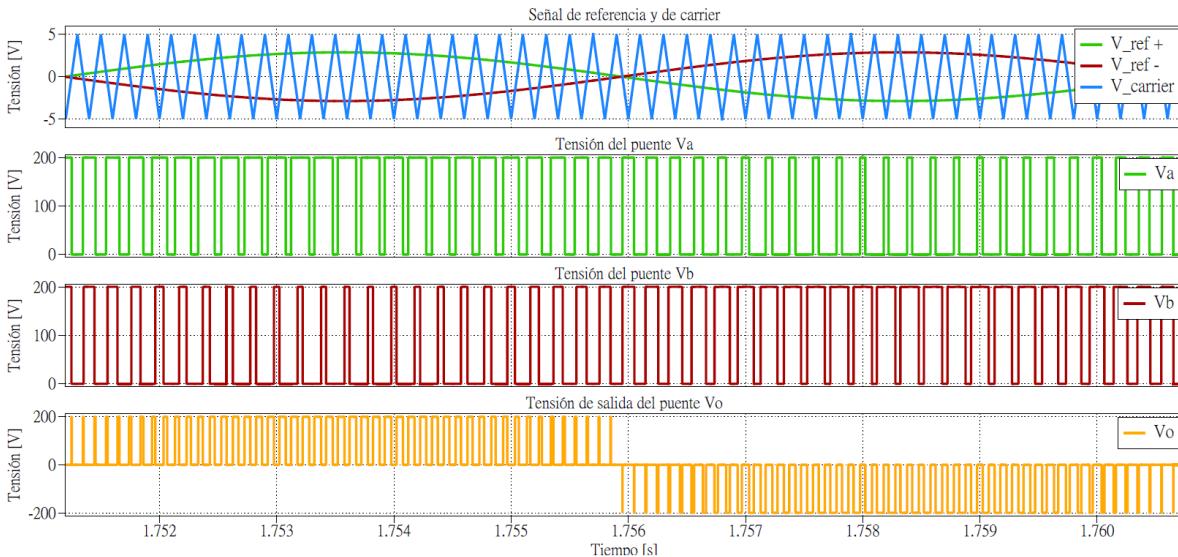


Figura 4.15: Resultados obtenidos de las señales utilizando modulación unipolar

En la figura 4.16, se encuentra un acercamiento de las señales de tensión y corriente en la carga, los resultados de las mediciones se encuentran en la tabla 4.16, donde se puede observar que se obtienen la tensión y corriente de salida que se requería para el diseño, no se llega completamente a los valores

específica del diseño debido a la resistencia que poseen los MOSFET, por lo tanto se requiere ajustar la salida variando la tensión de modulación mediante el controlador de tal forma que pueda compensar esta pérdida, no obstante los resultados muestran que los valores dimensionados en la sección 3.2, cumplen con lo que se definió en el diseño.

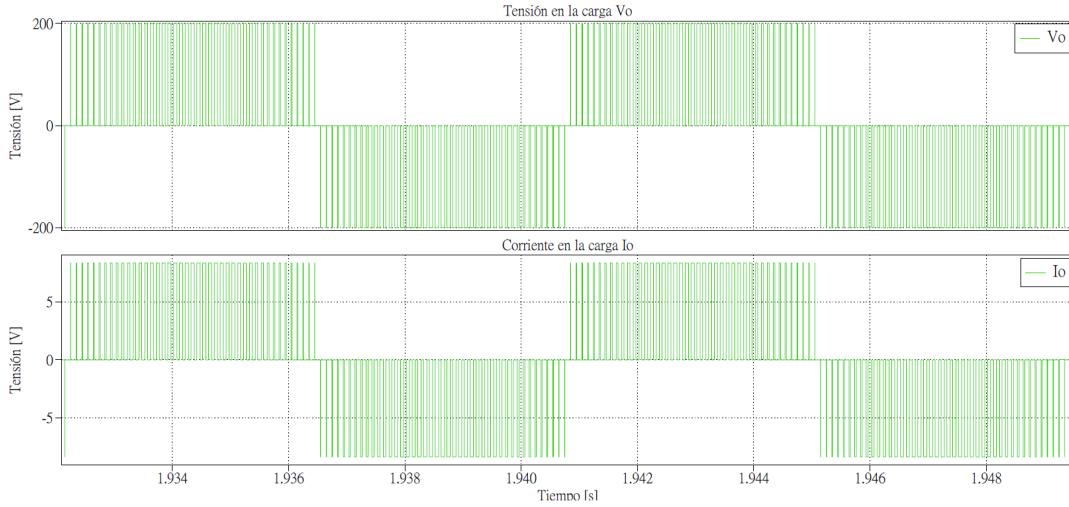


Figura 4.16: Señal de tensión y corriente en la carga.

Tabla 4.16: Resultados de las mediciones de los parámetros de interés obtenidos en simulación

Parámetro	Valor
V_o	$119,29 V_{rms}$
V_{omax}	168,7V
I_o	4.97A
I_{omax}	7.02A
I_{swmax}	8.33A
V_{sw}	200V

4.2.2. Análisis de pérdidas en el transistor

En la sección anterior se mostraron los resultados obtenidos de las señales eléctricas en el convertidor, por otro lado, la mayor fuente de pérdidas en este convertidor proviene de los transistores, es por ello que se realizó un análisis para determinar las pérdidas de conducción y conmutación de los transistores seleccionados para el puente H. Para realizar dicho análisis de pérdidas, para este diseño, se escogieron cuatro MOSFET de carburo de silicio (C3M0120090D) del fabricante Wolfspeed, dicho MOSFET, posee integrado el diodo, se escogió de manera que pudiera funcionar dentro de los rangos seguros del diseño, además, el fabricante provee librerías térmicas con modelos más exactos que facilitan las simulaciones

de pérdidas y análisis térmico térmicas. En la tabla 4.17, se encuentran los datos relevantes para calcular las pérdidas del transistor.

Tabla 4.17: Características eléctricas y térmicas del MOSFET (C3M0120090D) obtenida de la hoja del fabricante.

Parámetros estáticos		
Símbolo	Valor	Unidad
$R_{DS(on)}$	120	$m\Omega$
$i_{d(rms)}$	4.97	A
D	0,6	%
Parámetros de conmutación		
E_{on}	176	uJ
E_{off}	36	uJ
E_{total}	212	uJ
f_{sw}	5	kHz
Parámetros Térmicos		
T_{jmax}	150	°C
T_a	25	°C
R_{ja}	40	°C/W
R_{jc}	1.3	°C/W

En la tabla 4.18, se muestra una comparación entre las pérdidas calculadas contra los resultados de la simulación, donde la pérdida de total de cada MOSFET está representada por P_{MOSFET} , dado que el puente H opera solo con dos transistores a la vez, entonces la pérdida total de los transistores está dada por P_{total} .

Análisando los resultados simulados, estos muestran valores cercanos a los teóricos calculados con la hoja de datos del fabricante, por lo tanto el modelo utilizado del fabricante, muestran características semejantes a la hoja de datos esto permite realizar simulaciones con condiciones más reales que dan una idea sobre la posibles pérdida en este componente en específico.

Tabla 4.18: Comparación de pérdidas calculadas (ver apéndice C) contra pérdidas en la simulación

Pérdidas	Teórico	Simulación
P_{cond}	3.0W	2.94W
P_{sw}	1.60W	0.23W
P_{MOSFET}	4.6W	3.17W
P_{total}	9.2W	6.34W

Una vez calculada las pérdidas de los MOSFET, se realiza el análisis térmico, para ello, se le acoplará en el diseño un disipador de $3.3^{\circ}\text{C}/\text{W}$ a cada MOSFET, y se simula utilizando la configuración del circuito de la figura 4.17. Se configuró la simulación con temperatura ambiente igual a 25°C , el disipador tiene cuatro entradas que representan los cuatro disipadores que se utilizarían en el diseño.

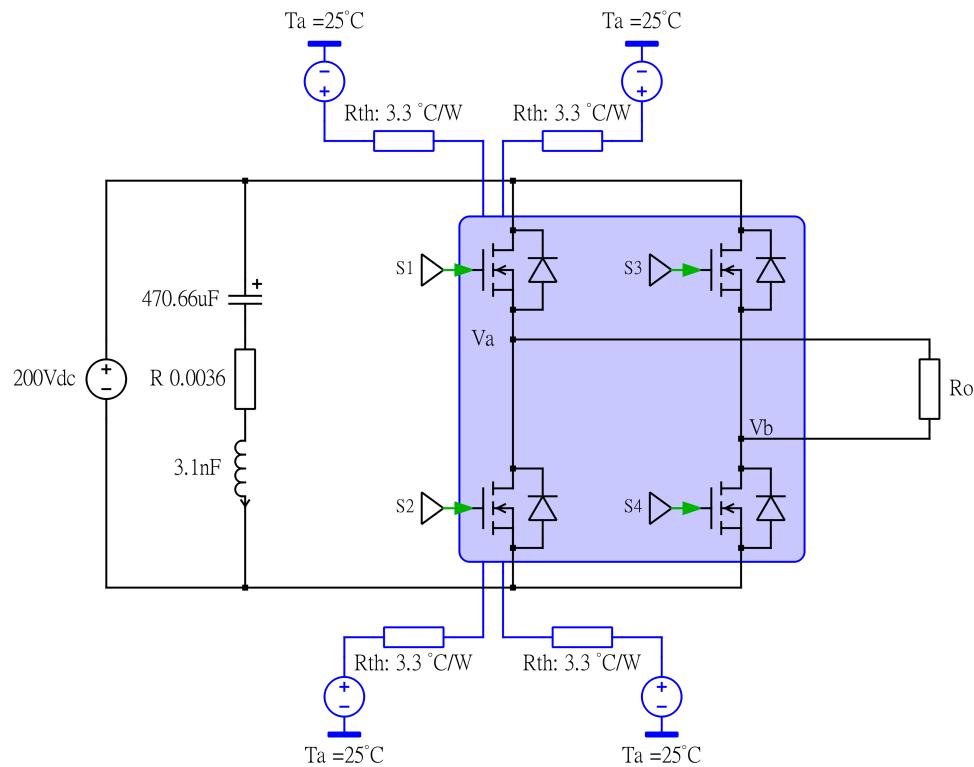


Figura 4.17: Circuito de puente H con disipador para el análisis térmico. Autoría propia.

Los resultado de la simulación térmica se muestra en la figura 4.18, los gráficos S1,S2,S3 y S4 representan la temperatura de unión del MOSFET, se observa que la temperatura se mantiene menor a 50°C y muy lejano a las temperaturas máximas (150°C) por lo tanto el disipador utilizado, permite un mayor margen de temperatura, dado que el módulo sería utilizado estudiantiles, se diseña el convertidor para que pueda mantener las temperaturas más bajas y asegurar un diseño más robusto.

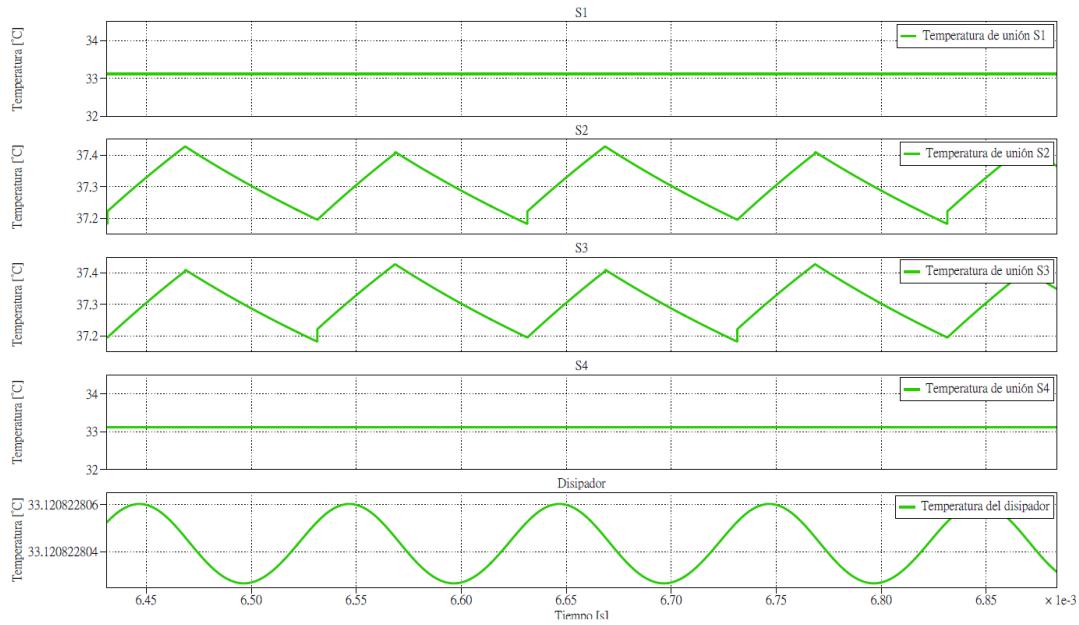


Figura 4.18: Circuito de puente H con disipador para el análisis térmico. Autoría propia.

4.2.3. Simulación del Gate Driver

Para la simulación del circuito de disparo “gate driver” se utilizó el programa de OrCAD para obtener los valores de tensión en la compuerta del MOSFET C3M0120090D, donde se le ingresaron los parámetros de la hoja del fabricante de tal forma que se pudiera corroborar que el circuito de disparo pueda operar correctamente con el MOSFET seleccionado. En esta simulación se utilizó el componente UCC21520DW, el cual es un gate drive de dos salidas, para medio puente, una salida para la señal del “High side” y otra salida para la señal del “Low side”, como se puede observar en el circuito de la figura 4.19, solo se simuló medio puente debido a que la otra mitad es el mismo circuito por lo tanto la simulación de medio puente funciona para ambos circuitos de disparo. En la tabla 4.19 se encuentra los parámetros utilizados en la simulación para la configuración de medio puente.

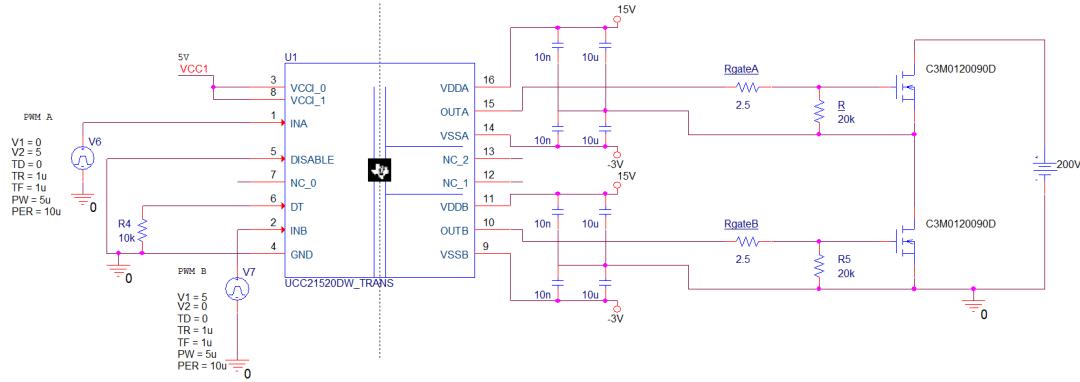


Figura 4.19: Circuito “High side” gate driver. Autoría propia.

Tabla 4.19: Configuración de los parámetros para la simulación en OrCAD del gate driver para medio puente.

Parámetro	Valor
U_1	UCC21520DW
V_{cc1}	5V
V_{cc2}	5V
V_{DDA}, V_{DDB}	15V
V_{SSA}, V_{SSB}	-3V
R_{gate1}, R_{gate2}	2,5Ω
D	0.667
DT(tiempo muerto)	10kΩ
f_{sw}	100kHz

En la tabla 4.20, se encuentra los resultados de los valores medidos en la gráfica de la figura 4.20 , en los resultados se puede observar ambas señales comutan sin interceptarse, esto debe de cumplirse, debido a que si existe interceptaciones entre señales, significaría que el circuito quedaría en cortocircuito un lapso de tiempo por conmutación, la cual sería dañino para la fuente de entrada. Este disparo se puede ajustar gracias a que el componente UCC21520DW, posee una entrada para ajustar el tiempo muerto. En la tabla 4.20 se aprecia que las tensiones en la compuerta se mantienen en los niveles de operación.

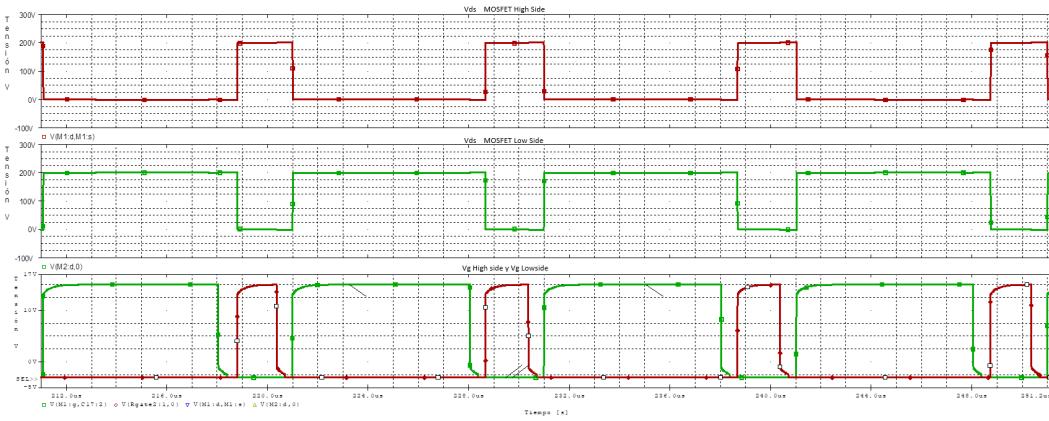


Figura 4.20: Señal del gate driver para medio puente en la compuerta del MOSFET.

Tabla 4.20: Resultados obtenidos en la simulación del circuito de disparo para medio puente.

Parámetro	“High side”	“Low side”
V_{g+}	14.99V	14.87V
V_{g-}	-2.99V	-2.99
V_{ds}	200.84V	201.3V

4.3. Simulación del filtro

4.3.1. Filtro LC

En la figura 4.21 se encuentra el circuito del filtro LC la cual se diseño en la sección 3.2.2, en esta etapa, el circuito propuesto, se encarga de filtrar la señal de la salida del puente H para pasarlo a una señal sinusoidal con una tensión de $120V_{rms}$ y una corriente de $5A$. La simulación se configuró con los datos de la tabla 4.21.

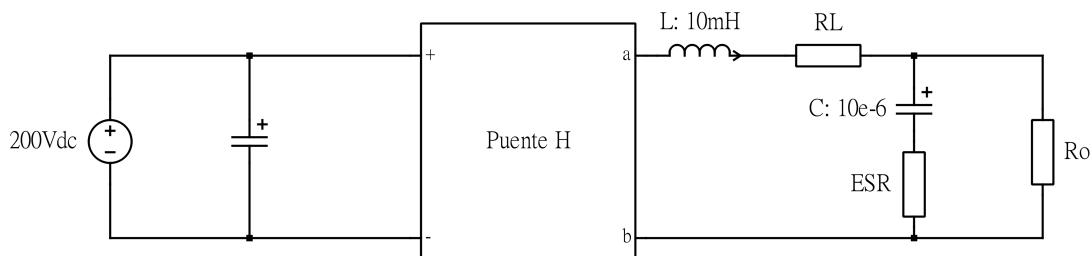


Figura 4.21: Circuito para la simulación del filtro LC. Autoría propia.

Tabla 4.21: Configuración de los parámetros para la simulación del filtro LC en PLECS.

Parámetro	Valor
V_s	$200V_{dc}$
$V_{carrier}$	5V
V_{ref}	4.25V
m_a	0.6
R_o	24Ω
L	$10mH$
R_L	$0,07\Omega$
C	10uF
ESR	$3,4m\Omega$
f_{AC}	60Hz
f_{sw}	5kHz

Como se muestra en la figura 4.22, se pudo obtener la señal sinusoidal en la salida del filtro utilizando modulación unipolar, en la figura 4.23, se encuentra un acercamiento de la señal de tensión, donde se hicieron las mediciones mostradas en la tabla 4.22, como era de esperarse, al agregar el filtro, se tiene un caída de tensión con respecto a los resultados de la tabla 4.16. En la figura 4.24, se encuentra la señal de corriente en la salida del filtro donde se obtuvo las corrientes especificadas en el diseño.

Tabla 4.22: Mediciones de las señales en la salida del filtro

Parámetro	Valor
V_o	$118,65V_{rms}$
V_{omax}	168,2V
I_o	4.97A
I_{omax}	7.0A

4. Simulación y resultados

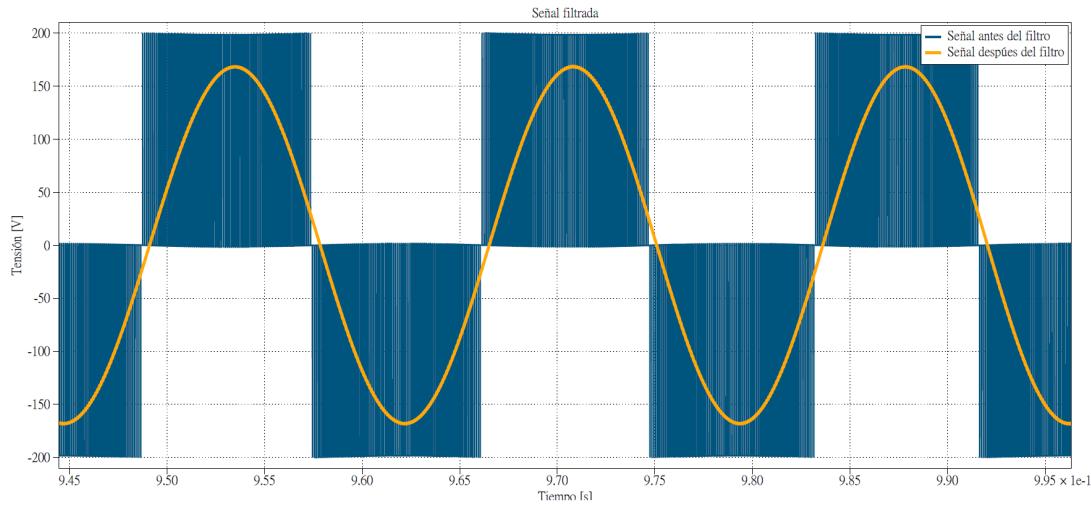


Figura 4.22: Señal sinusoidal en la salida del filtro LC

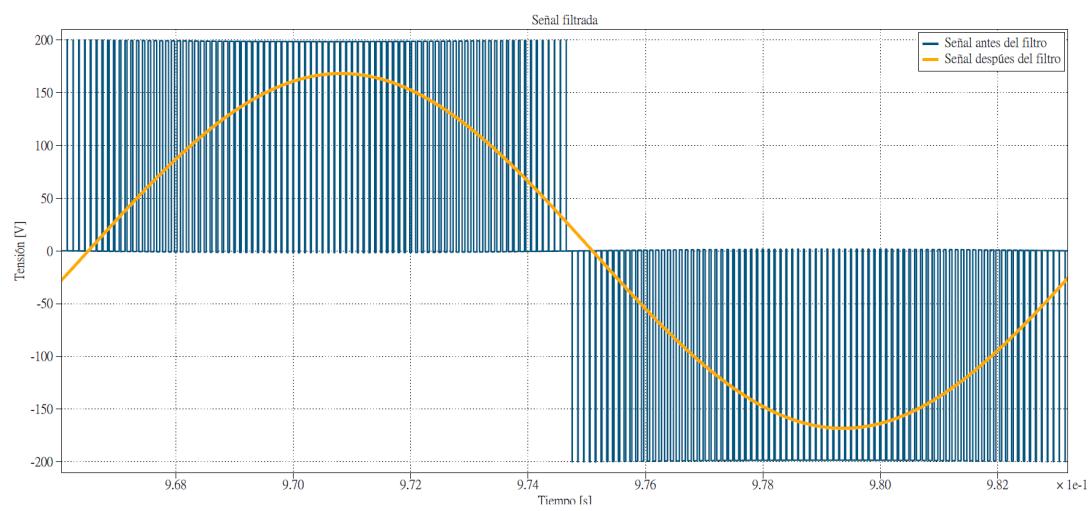


Figura 4.23: Señal sinusoidal en la salida del filtro LC

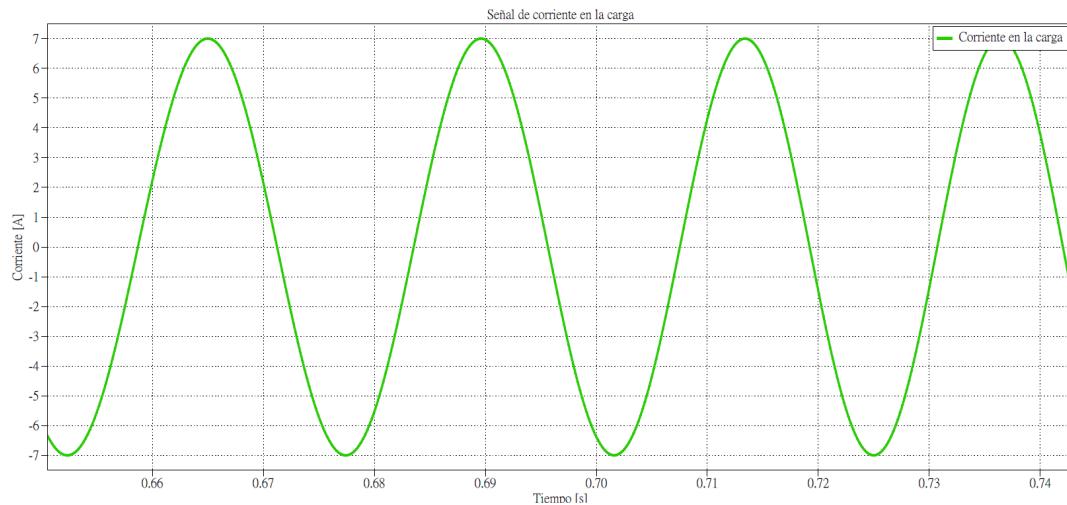


Figura 4.24: Señal de corriente en la salida del filtro LC

4.3.2. Filtro LCL

En la figura se encuentra el circuito utilizado en la simulación con los componentes que se calcularon en la sección 3.2.2, se configuró la simulación a partir de los datos de la tabla 4.23.

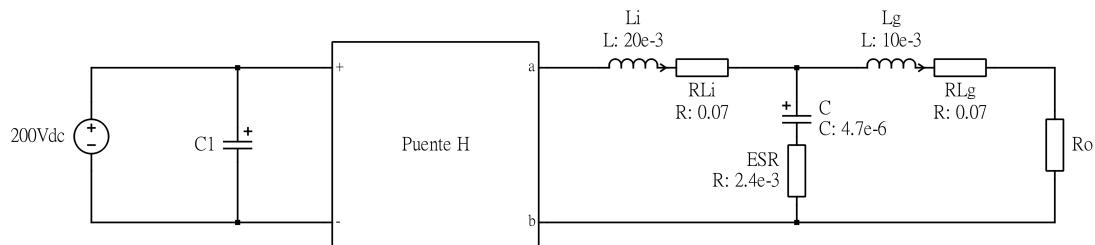


Figura 4.25: Circuito del filtro LCL para la simulación en PLECS. Autoría propia.

Tabla 4.23: Configuración de los parámetros para la simulación del filtro LCL en PLECS.

Parámetro	Valor
V_s	$200V_{dc}$
$V_{carrier}$	5V
V_{ref}	4.25V
m_a	0.6
R_o	24Ω
L_i	$20mH$
R_{Li}	$0,07\Omega$
L_g	$10mH$
R_{Lg}	$0,05\Omega$
C	4.7uF
ESR	$2,4m\Omega$
f_{AC}	60Hz
f_{sw}	5kHz

Se muestra los resultados medidos en las señales simuladas en la tabla 4.24, se puede apreciar una pequeña caída con respecto a los resultados de del filtro LC de la tabla 4.22, esto debido a que se le agregó un inductor para la configuración del filtro LCL. En la figura 4.26, se encuentra la señal de tensión sinusoidal en la salida del filtro, donde se puede notar que se logra producir la señal sinusoidal a partir de este filtro. De la misma manera sucede con la señal en la corriente de salida del filtro que se muestra en la figura 4.27.

Tabla 4.24: Mediciones de las señales en la salida del filtro

Parámetro	Valor
V_o	$116,03V_{rms}$
V_{omax}	151,4V
I_o	4.7A
I_{omax}	6.6A

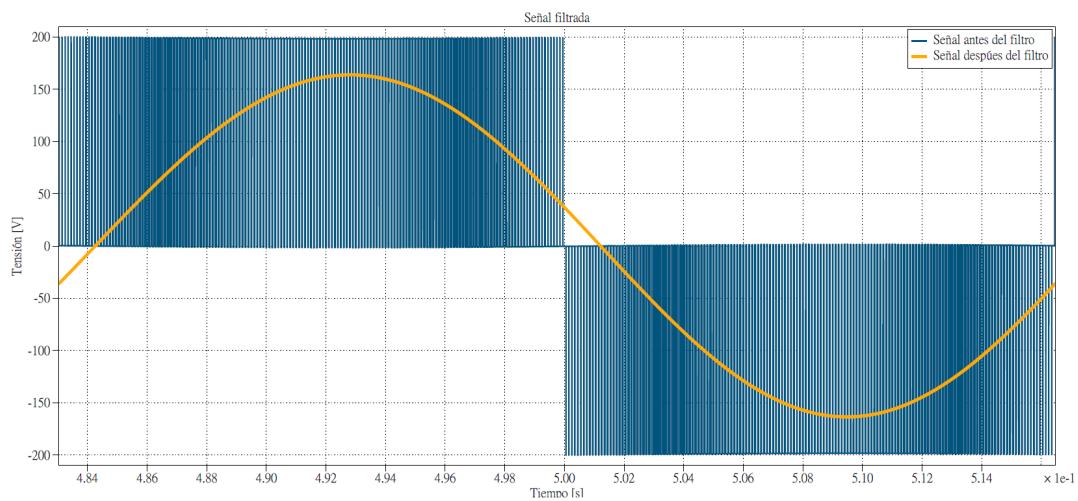


Figura 4.26: Señal sinusoidal en la salida del filtro LCL

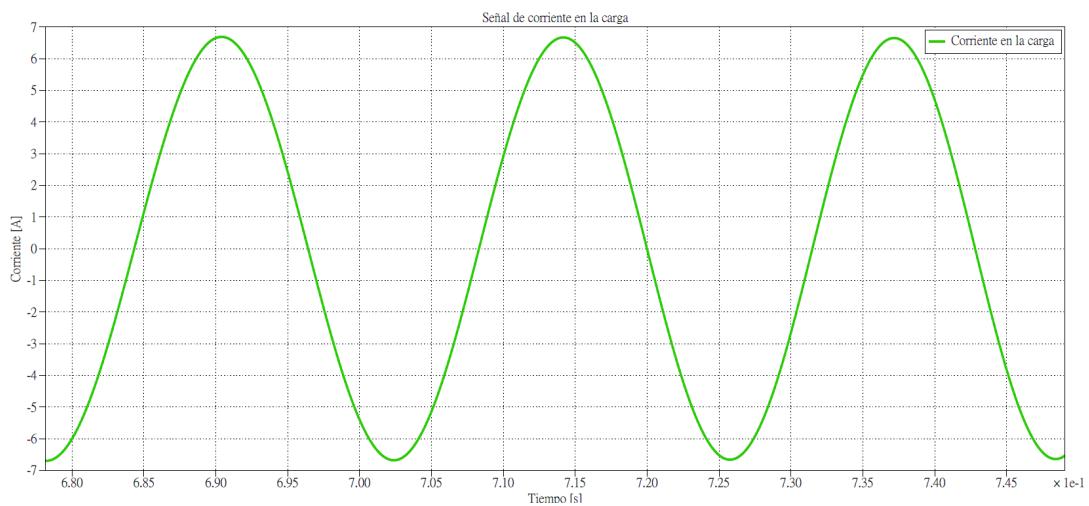


Figura 4.27: Señal de corriente en la salida del filtro LCL

Capítulo 5

DISEÑO DE PCB

Una vez que realizadas las simulaciones en el capítulo 4, se procede a definir todos los componentes que se utilizarían en los convertidores, la importancia de esta parte, es debido a que se requiere además de que cumplan con las características eléctricas, se considera también su espacio físico que abarcaría en el circuito. En este capítulo se muestran los diseños propuestos para los circuitos impresos(PCB) de los convertidores Buck-Boost y Puente H, Estas PCB se realizaron con el programa de Altium, y en donde se encuentran todos los productos utilizados con los parámetros y mediciones mecánicas reales que permiten obtener un resultado en 3D para dar una visualización de como se representaría el modulo a la hora de implementarlo.

5.1. Consideraciones tomados del diseño de PCB

Antes de empezar con el diseño de la PCB se tiene que tomar algunas consideraciones y planeamientos de como ordenar los componentes de tal forma que se puedan realizar los trazos de la manera correcta, algunas de las consideraciones tomadas que resultaron más importantes son:

- **Ordenamiento de los componentes:** Antes de comenzar a realizar las conexiones en la PCB, es importante ordenar los componentes en el espacio físico que abarcaría la PCB, por lo que es importante definir donde colocar los componentes que reciben señales de entrada y las señales de salida. Acomodar los componentes que restantes que faciliten las conexiones para tener un orden más eficiente en los trazos.
- **Capas:** Se tiene que considerar la cantidad de capas que se utilizará en la PCB, para el diseño de los convertidores se optó por una PCB de cuatro capas, donde dos de ellas son para trazos, una de tierra (GND) y otra de alimentación.
- **Separación de tierras:** Dado que el diseño se utilizó gate drivers aislados, en orden de se aproveche estos tipos de componentes y se pueda tener una señal más “ limpia”, se necesita separar las tierras de la parte de electrónica de potencia (PGND), con la parte digital que representa los circuitos de baja tensión(GND), para ello, se utiliza dos planos de tierras en la PCB, que se separan por una franja de que no posee ningún material de conducción, donde la conexión entre los dos planos es a través del circuito integrado del gate driver y su fuente de alimentación, ambos componentes son de tipo aislados.
- **Capacitores de desacople:** En la parte de circuitos de baja tensión en la pcb, esta compuesto por varios circuitos integrados, las cuales necesitan muchos capacitores de desacople, tal como lo recomienda la hoja del fabricante, es muy importante colocar estos capacitores lo más cerca de las entradas Vcc y GND de estos integrados, esto permite que la malla entre Vcc a GND sea más pequeño y así lograr una atenuación del ruido que garantice el correcto funcionamiento de estos componentes.
- **Disipación térmica del gate driver:** Dependiendo de la carga que se le coloque al convertidor, el integrado del gate driver puede llegar a aumentar su temperatura, esto se tiene que tomar en cuenta debido a que la única forma de disipar es a través de la PCB, por lo tanto se tiene que poner vías hacia otra capa que permita el calor disiparse por varias capas y mantener una temperatura segura de operación.
- **Reglas de PCB:** Las reglas es una parte fundamental antes de comenzar a trazar la PCB, definir las reglas permite que el circuito pueda funcionar correctamente, estas reglas se tienen que definir según la corriente que pasa por cada etapa del circuito para definir el grosor de los trazos, la separación entre trazos, vías y footprints se tienen que considerar para que no haya conflicto en el circuito ni con el fabricante, las reglas también se tiene que tomar en cuenta los parámetros mínimos que el fabricante pueda imprimir la PCB.

- **Material del PCB:** Se tiene que escoger un material para el dieléctrico, este se escogió según las recomendaciones de [6]. también depende de los materiales que disponga el fabricante.

Una de la consideraciones más importantes que se tomaron para diseñar la pcb, es la separación de tierras, esto es debido a que se tiene dos distintos circuitos, uno de ellos representa la parte de alta tensión (convertidor) y la otra etapa representa los circuitos pequeños como gate driver y su alimentación. Debido a que se consideró utilizar gate drivers aislados, en orden de que el circuito pueda operar adecuadamente y aprovechar este aislamiento, se realizó una separación de tierras, en la figura ??, se puede observar que existen 3 planos distintos en la misma capa, esto se hizo para aislar los puntos de retorno de los circuitos y así disminuir el ruido, un plano de tierra (GND) es para todos los circuitos de baja tensión, otro plano de tierra (HS_GND) que su función es crear una tensión en la compuerta del MOSFET que pueda hacerlo operar correctamente y finalmente un plano de tierra de potencia (PGND) donde iría todos los circuitos que llevan mayores tensiones.

5.2. Circuito impreso del convertidor Buck-Boost

Se procedió a realizar el circuito impreso para el convertidor Buck-Boost, para ello, dado que el diseño requería de tensiones y tierras distintas, se optó por diseñar la PCB con 4 capas como se observa en las figuras 5.1, 5.2, 5.3, 5.4

Una de la consideraciones más importantes que se tomaron para diseñar la pcb, es la separación de tierras, esto es debido a que se tiene dos distintos circuitos, uno de ellos representa la parte de alta tensión (convertidor) y la otra etapa representa los circuitos pequeños como gate driver y su alimentación. Debido a que se consideró utilizar gate drivers aislados, en orden de que el circuito pueda operar adecuadamente y aprovechar este aislamiento, se realizó una separación de tierras, en la figura 5.2, se puede observar que existen 3 planos distintos en la misma capa, esto se hizo para aislar los puntos de retorno de los circuitos y así disminuir el ruido, un plano de tierra (GND) es para todos los circuitos de baja tensión, otro plano de tierra (HS_GND) que su función es crear una tensión en la compuerta del MOSFET que pueda hacerlo operar correctamente y finalmente un plano de tierra de potencia (PGND) donde iría todos los circuitos que llevan mayores tensiones.

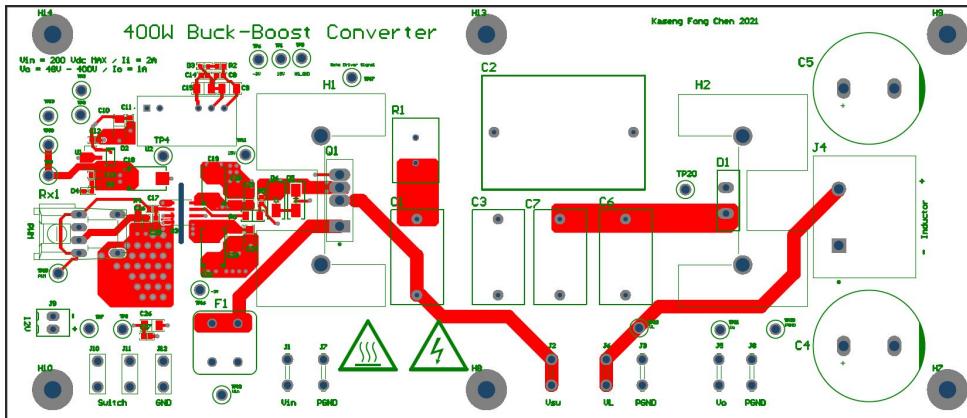


Figura 5.1: Capa superior de la PCB.autoría propia

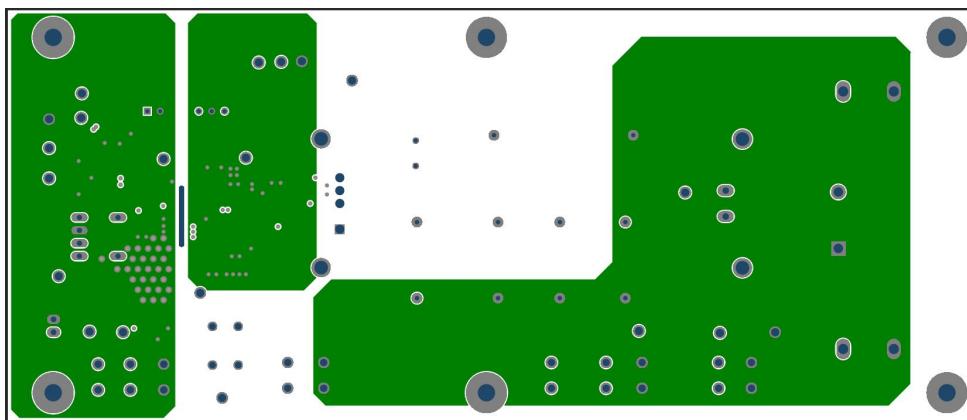


Figura 5.2: Capa de tierra de la PCB.autoría propia

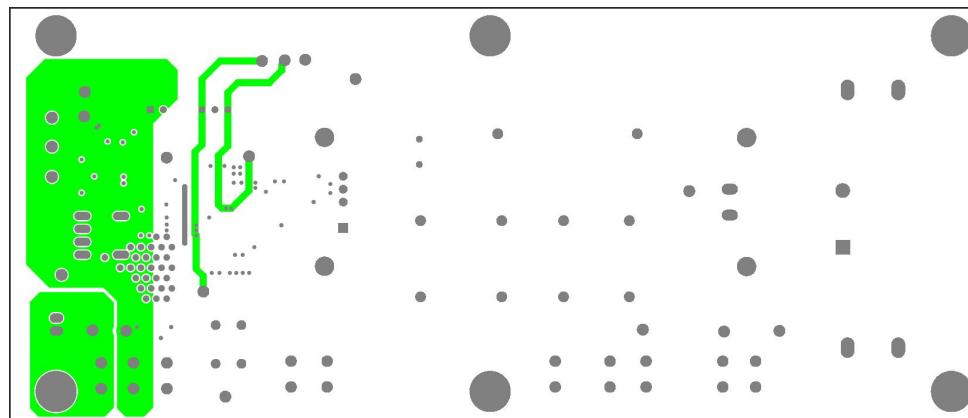


Figura 5.3: Capa de Alimentación de la PCB.autoría propia

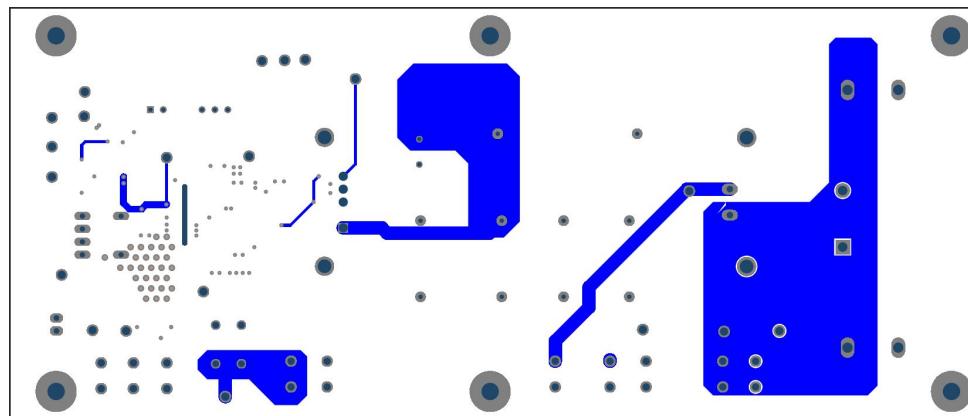


Figura 5.4: Capa inferior de la PCB.autoría propia

Para poder imprimir la PCB con un fabricante, es necesario enviarles las reglas necesarias en el diseño de la PCB, para el caso de este convertidor, en la tabla 5.1 se muestra algunas reglas importantes que se consideraron en el diseño.

Tabla 5.1: Reglas necesarias para el fabricante.

Regla	Atributo
Grosor de trazo	min= 9mil , pref=20mil , max=100mil
Via	pref Hole size= 16mil, pref size= 32mil
Thermal via	pref Hole size = 7.8mil, pref Size =19.6mil
Clearence	59 mil

En la tabla 5.2 se encuentran los materiales que se utilizarían en cada una de las capas incluyendo las capas de los dieléctricos. Debido a la corriente que se maneja, el [6] recomienda utilizar 2oz en cada señal.

Tabla 5.2: Materiales utilizados en la PCB

Layer	Material	Type	Weight	Thickness
Top layer	CF-005	Signal	2 oz	0.0712mm
Dielectric 1	FR-4-Tg	Prepreg	2 oz	0.3mm
GND layer	CF-005	Signal	2 oz	0.0712mm
Dielectric 2	FR-4-Tg	Core	2 oz	1.5mm
PWD layer	CF-005	Signal	2 oz	0.0712mm
Dielectric 3	FR-4-Tg	Prepreg	2 oz	0.3mm
Botton layer	CF-005	Signal	2 oz	0.0712mm

En la tabla 5.3, se encuentran las dimensiones de la PCB diseñada, y su grosor total incluyendo las capas de soldadura.

Tabla 5.3: Dimensiones de la PCB.

Materiales	Valor
Capas	4
Dieléctricos	3
Grosor de conductividad	0.284mm
Grosor del dieléctrico	2.11mm
Grosor total	2.41mm
Largo	189.73mm
Ancho	81mm

Finalmente, una vez realizado los circuitos, se obtuvo representación en 3D para dar una idea de la dimensión del circuito que se implementaría en el laboratorio, como se observan en las figuras 5.7,5.9 y 5.8. Para el posicionamiento de los componentes y el diseño completo de la PCB, se tomaron en cuenta el posicionamiento de los conectores del panel frontal del módulo para poder posicionar los conectores tipo faston de la en la PCB de tal forma que fuera lo más cercano a estas entradas. El modelo en 3d no contempla el inductor debido a que este se instalará en el módulo y conectara a la PCB mediante su entrada de conexión que se dejó en la PCB.

En la figura 5.5 y 5.6 se muestran las PCB sin los componentes ensamblados, lo que vendría siendo el producto obtenido por el fabricante de la PCB.

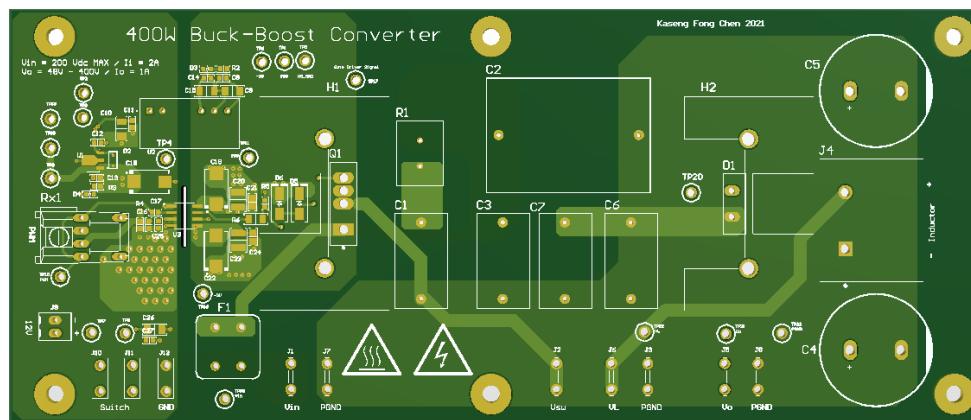


Figura 5.5: vista superior de la PCB del convertidor del Buck-Boost Diseñado sin los componentes. Autoría propia.

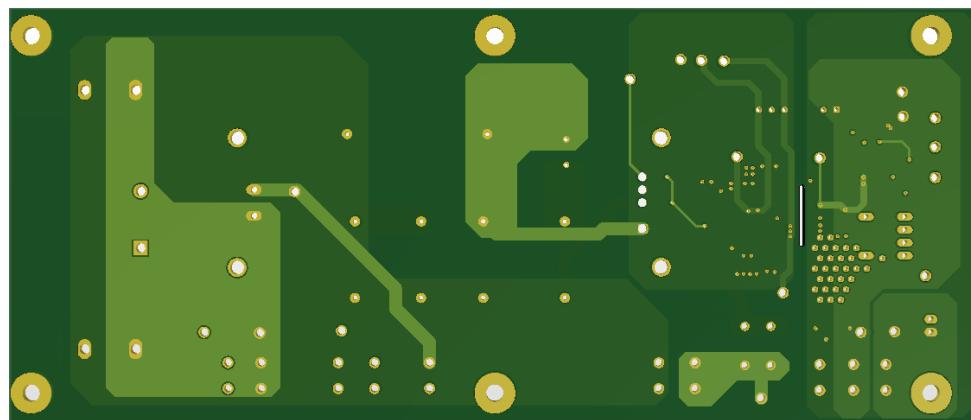


Figura 5.6: vista inferior de la PCB del convertidor Buck-Boost Diseñado sin los componentes. Autoría propia.

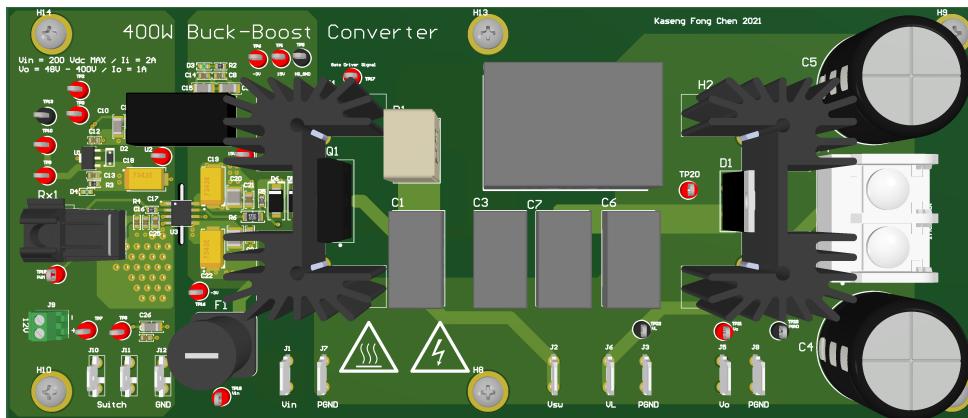


Figura 5.7: Circuito completo del diseño convertidor Buck-Boost visualizado en 3D. Autoría propia.

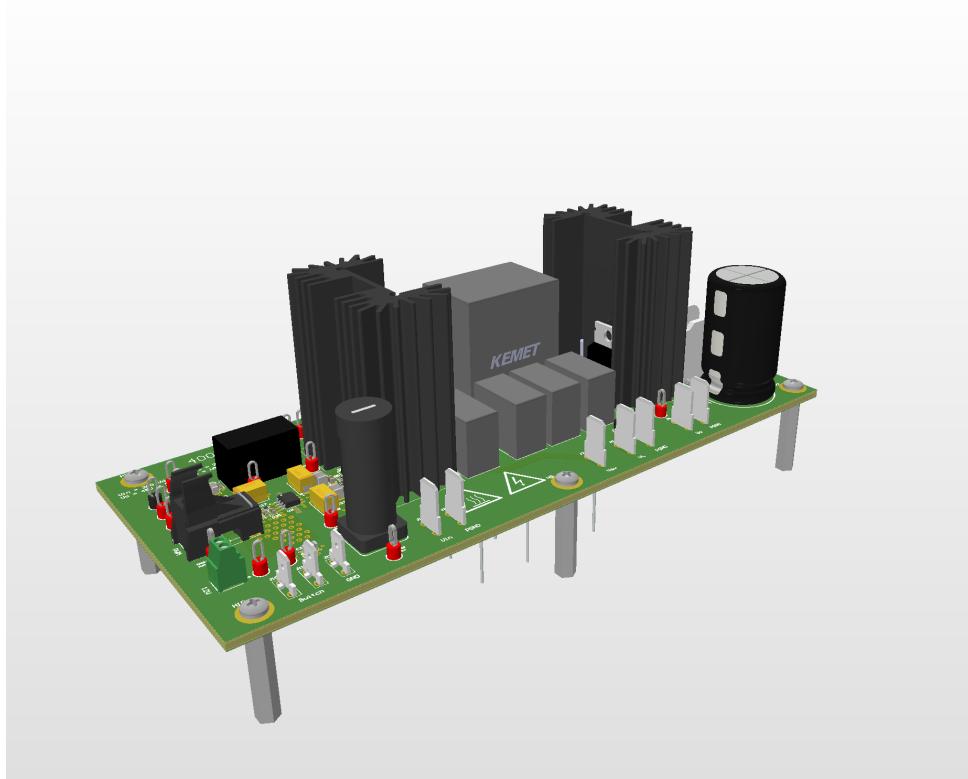


Figura 5.8: Circuito completo del diseño convertidor Buck-Boost visualizado en 3D. Autoría propia.

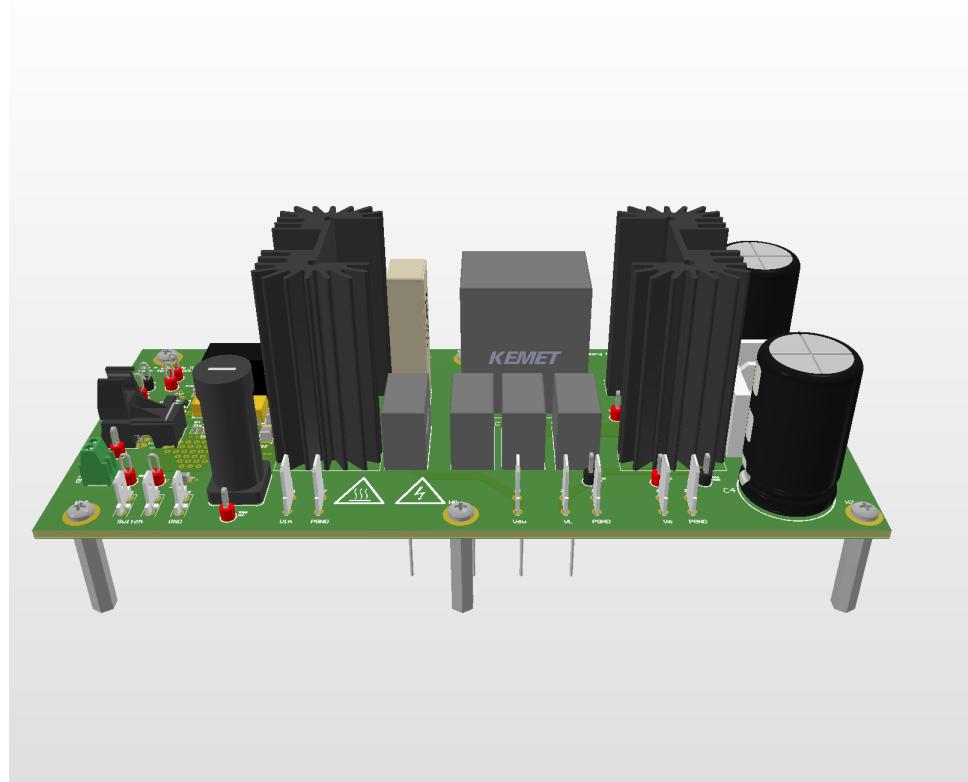


Figura 5.9: Circuito completo del diseño convertidor Buck-Boost visualizado en 3D. Autoría propia.

5.3. circuito impreso del convertidor puente H

Para el diseño de la PCB de este convertidor, se utilizó 4 capas de igual manera que el convertidor Buck-Boost, cada capa utilizada se muestra en las figuras 5.10, 5.11, 5.12 y 5.13. El diseño de la PCB es particularmente simétrico, dado que se utilizó circuitos aislados, se realizó una capa de tierra (GND) para todos los circuitos de baja tensión, dos planos de tierra para los MOSFET en el “high side” la cuales se definieron como (HS_A_GND) y (HS_B_GND) para cada medio puente y finalmente uno general para la tierra de potencia PGND. El puente H, está formado por dos medio puentes, por lo tanto, al realizar un lado, la otra mitad se ordena de la misma manera. En la figura 5.7 se puede observar como se acomodaron los componentes de tal forma que pudiera acomodarse lo más cercano a los conectores de entrada del panel frontal.

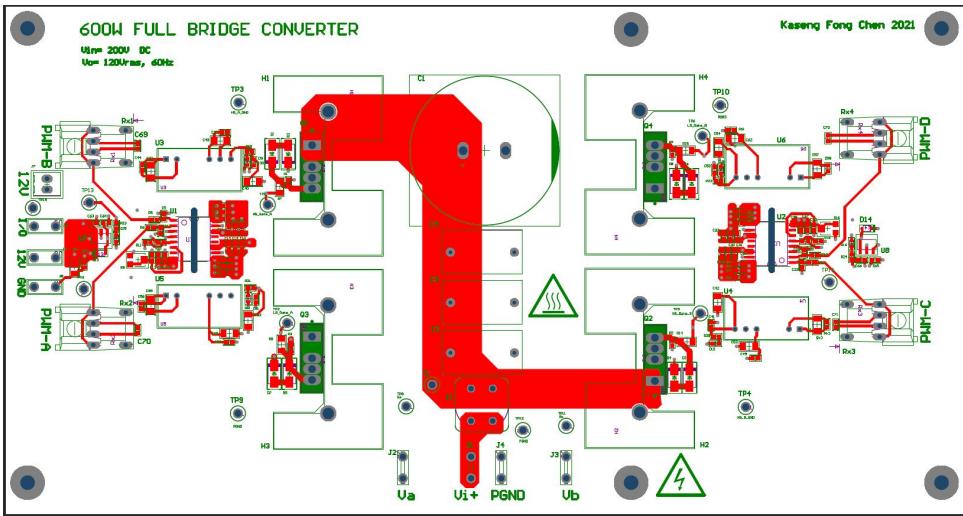


Figura 5.10: Capa superior de la PCB. Autoría propia

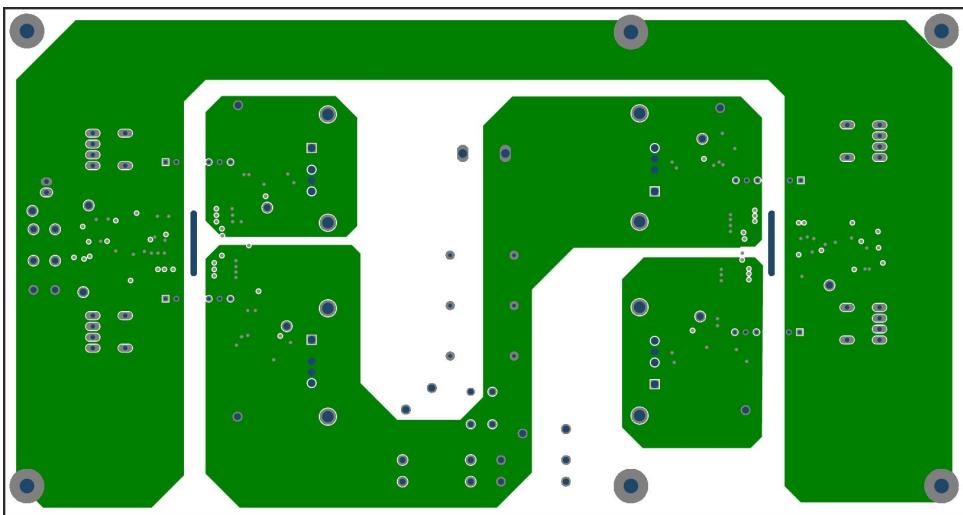


Figura 5.11: Capa de tierra (GND) de la PCB. Autoría propia.

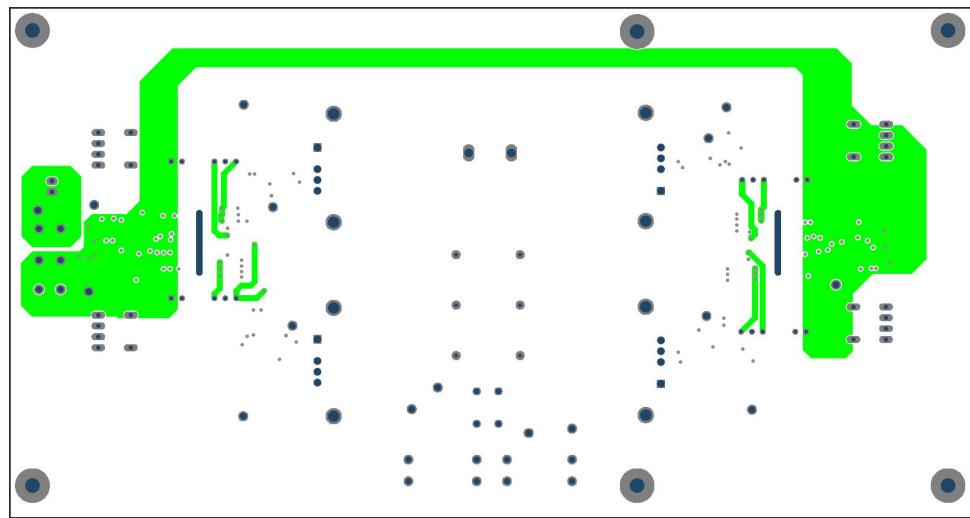


Figura 5.12: Capa de alimentación de la PCB. Autoría propia

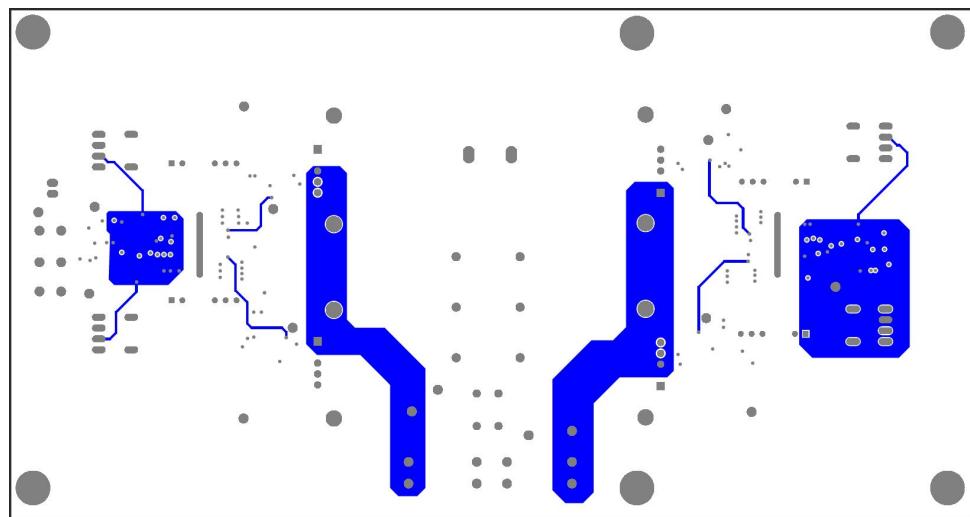


Figura 5.13: Capa inferior de la PCB. Autoría propia.

En la tabla 5.4, se muestran algunas de las reglas utilizadas en el circuito, las reglas que se muestran, son los datos que hay que proveer al fabricante que se elegiría.

Tabla 5.4: Reglas necesarias para el fabricante.

Regla	Atributo
Grosor de trazo	min= 9mil , pref=20mil , max=100mil
Via	pref Hole size= 16mil, pref size= 32mil
Thermal via	pref Hole size = 7.8mil, pref Size =19.6mil
Clearence	59 mil

En la tabla 5.5 se encuentra el material utilizado para las capas de la PCB, se utiliza 2oz de cobre como recomienda [6].

Tabla 5.5: Materiales utilizados en la PCB

Layer	Material	Type	Weight	Thickness
Top layer	CF-005	Signal	2 oz	0.0712mm
Dielectric 1	FR-4-Tg	Prepreg	2 oz	0.3mm
GND layer	CF-005	Signal	2 oz	0.0712mm
Dielectric 2	FR-4-Tg	Core	2 oz	1.5mm
PWD layer	CF-005	Signal	2 oz	0.0712mm
Dielectric 3	FR-4-Tg	Prepreg	2 oz	0.3mm
Botton layer	CF-005	Signal	2 oz	0.0712mm

Las dimensiones del diseño de la PCB se encuentran en la tabla 5.6, con el grosor total que tendría la PCB fabricada.

Tabla 5.6: Dimensiones de la PCB.

Materiales	Valor
Capas	4
Dieléctricos	3
Grosor de conductividad	0.284mm
Grosor del dieléctrico	2.11mm
Grosor total	2.41mm
Largo	225.679mm
Ancho	118.99mm

En la figura 5.14 y 5.15, se muestran las PCB sin los componentes ensamblados, lo que vendría siendo la PCB recibida por el fabricante.

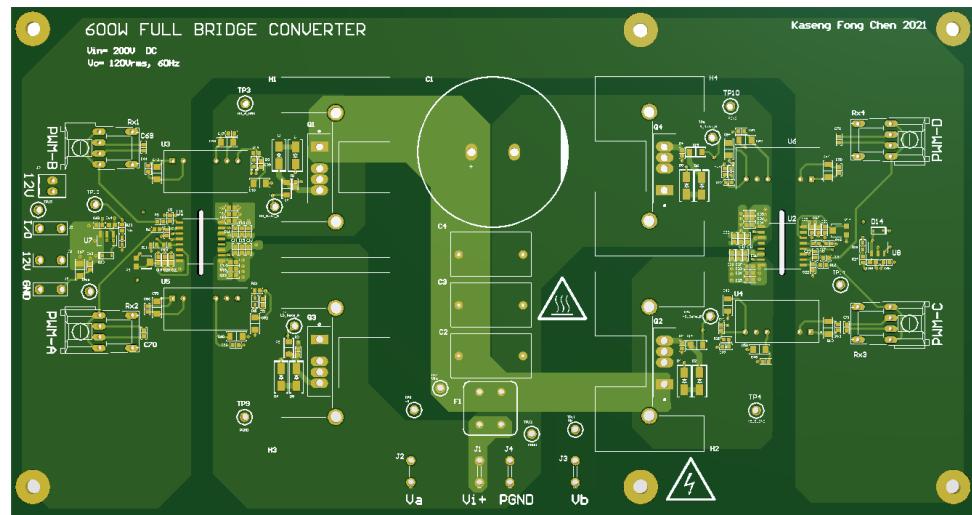


Figura 5.14: Vista superior de la PCB en 3D sin componentes del convertidor Puente H. Autoría propia.

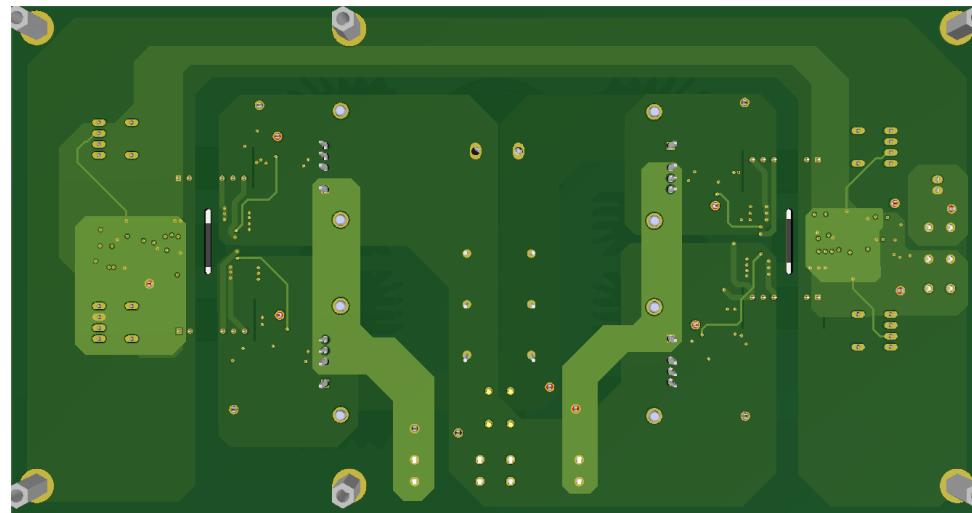


Figura 5.15: Vista inferior de la PCB en 3D sin componentes del convertidor Puente H. Autoría propia.

En las figuras 5.16, 5.17 y 5.18, se muestran diferentes vistas del circuito diseñado final a implementar, con los componentes ensamblados, el circuito mostrado representa el producto final del proyecto y es lo que se colocaría en el módulo del convertidor para ser utilizado en laboratorio de electrónica de potencia.

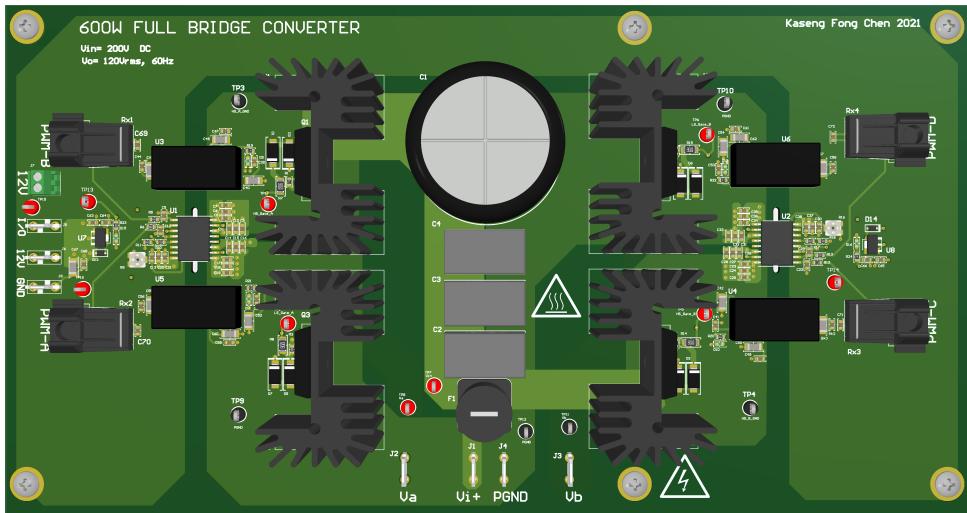


Figura 5.16: Circuito completo del diseño convertidor Puente H visualizado en 3D. Autoría propia.

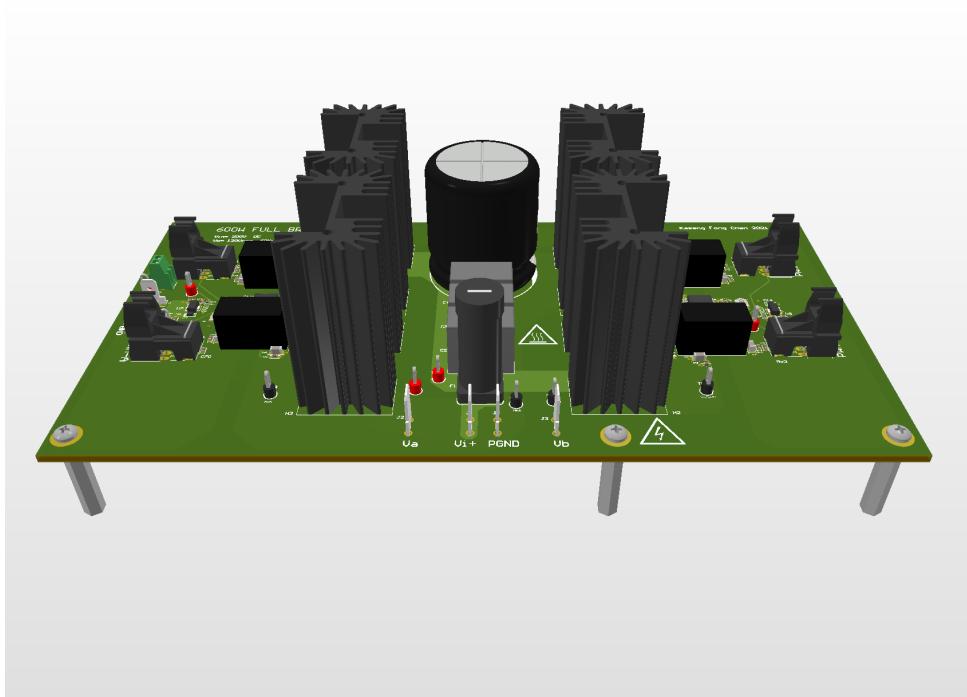


Figura 5.17: Circuito completo del diseño convertidor Puente H visualizado en 3D. Autoría propia.

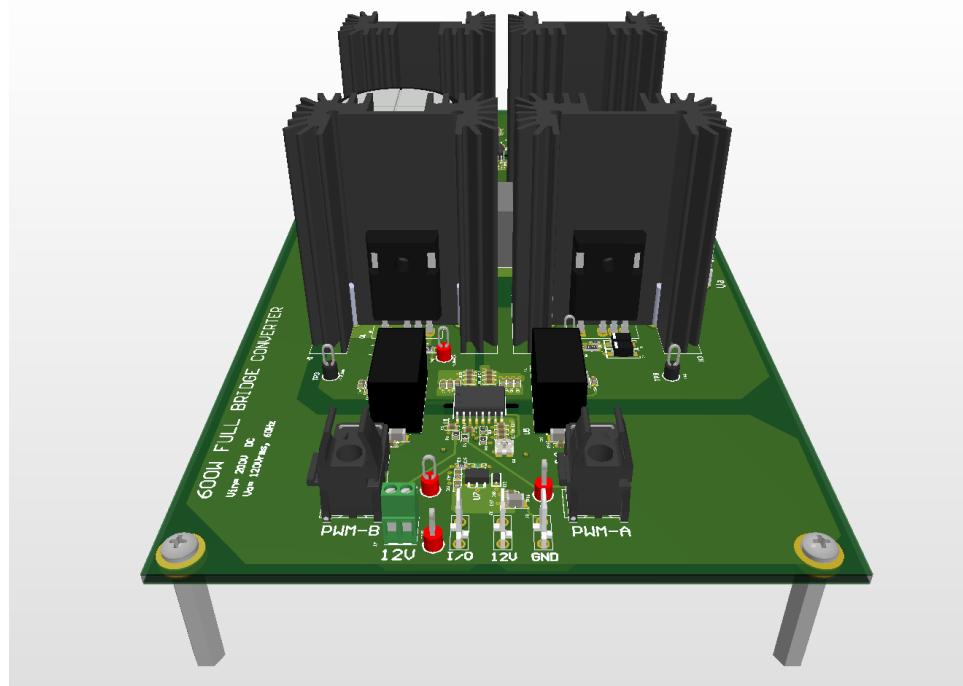


Figura 5.18: Circuito completo del diseño convertidor Puente H visualizado en 3D. Autoría propia.

5.4. PCB filtro LCL

El diseño de la PCB para el modulo de filtro LCL se muestra en la figura 5.21, dado que el circuito es completamente pasivo, la PCB solo se utiliza para hacer las conexiones de los conectores tipo faston a los conectores del panel frontal. En la figura 5.19 y 5.20, se muestran las dos capas utilizadas en el diseño. Siguiendo el mismo proceso de los dos convertidores anteriores, se utilizaron las mismas reglas en este diseño.

En la tabla 5.7, se muestran el grosor y los tipos de materiales seleccionados para la PCB.

Tabla 5.7: Materiales utilizados en la PCB

Layer	Material	Type	Weight	Thickness
Top layer	CF-005	Signal	2 oz	0.0712mm
Dielectric	FR-4-Tg	Core	2 oz	1.5mm
Botton layer	CF-005	Signal	2 oz	0.0712mm

Las dimensiones del diseño de la PCB se encuentra en la tabla 5.8, con el grosor total que tendría la PCB fabricada.

Tabla 5.8: Dimensiones de la PCB para el filtro LCL.

Materiales	Valor
Capas	2
Dieléctricos	1
Grosor de conductividad	0.14mm
Grosor del dieléctrico	1.5mm
Grosor total	1.6589mm
Largo	111.252mm
Ancho	84.32mm

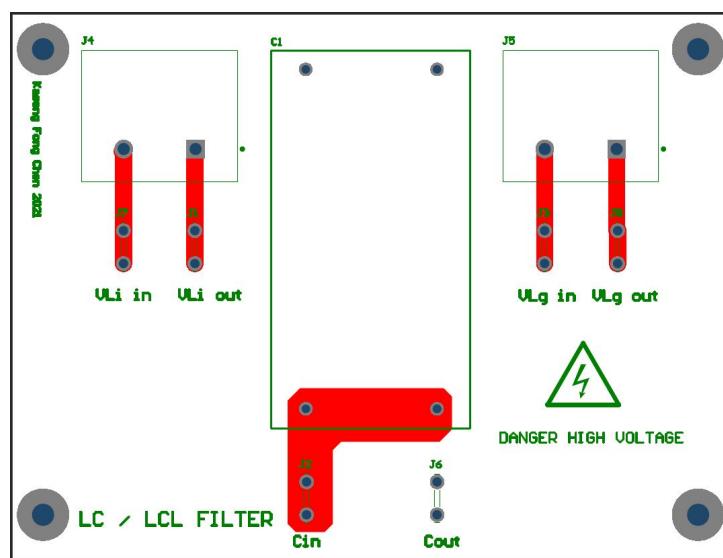


Figura 5.19: Capa superior de la PCB para el diseño del filtro LCL. autoría propia.

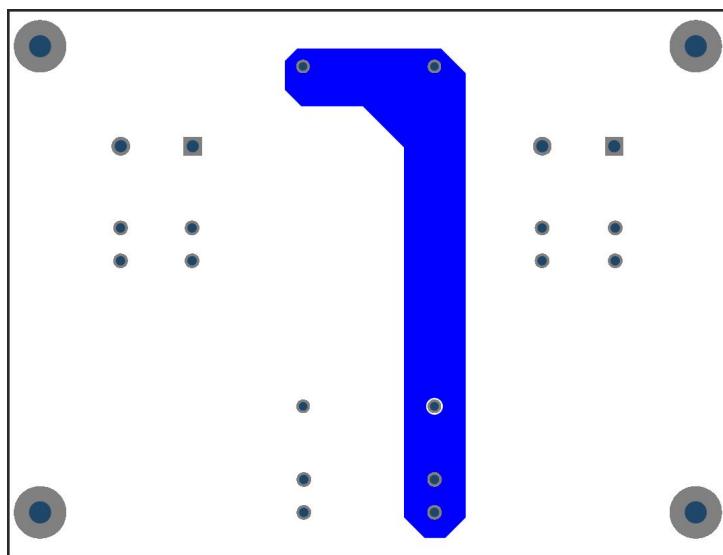


Figura 5.20: Capa inferior de la PCB para el diseño del filtro LCL. autoría propia.



Figura 5.21: Diseño de la PCB para el módulo de filtro LCL. autoría propia.

En las figuras 5.22 y 5.23, se muestra una visualización de lo que sería la PCB fabricada sin los componentes ensamblados.

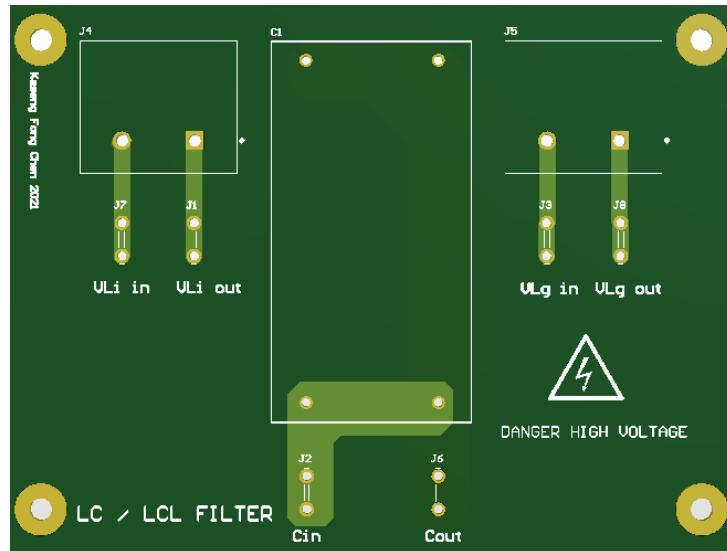


Figura 5.22: Vista superior de la PCB sin los componentes para el diseño del filtro LCL. Autoría propia

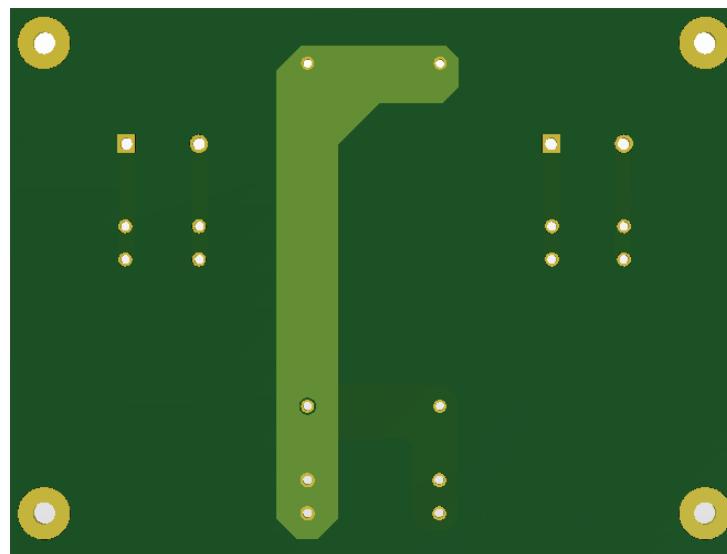


Figura 5.23: Vista inferior de la PCB sin los componentes para el diseño del filtro LCL. Autoría propia

En las figuras 5.22, 5.24 y 5.25, se encuentran el modelo en 3D del circuito completo diseñado, lo que vendría siendo el circuito físico que se implementaría en el módulo.

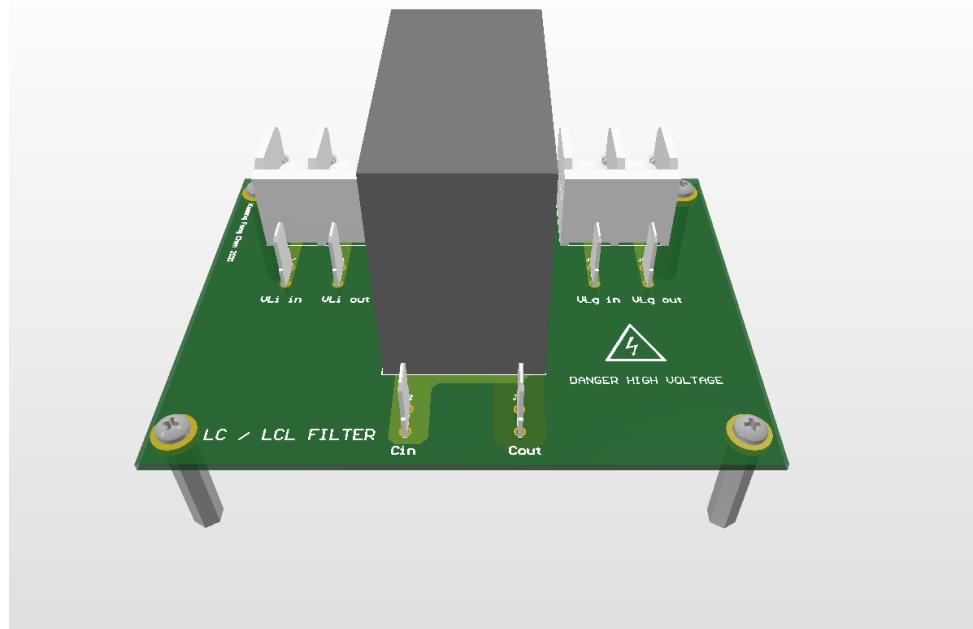


Figura 5.24: Circuito completo del diseño del filtro LCL en 3D .Autoría propia

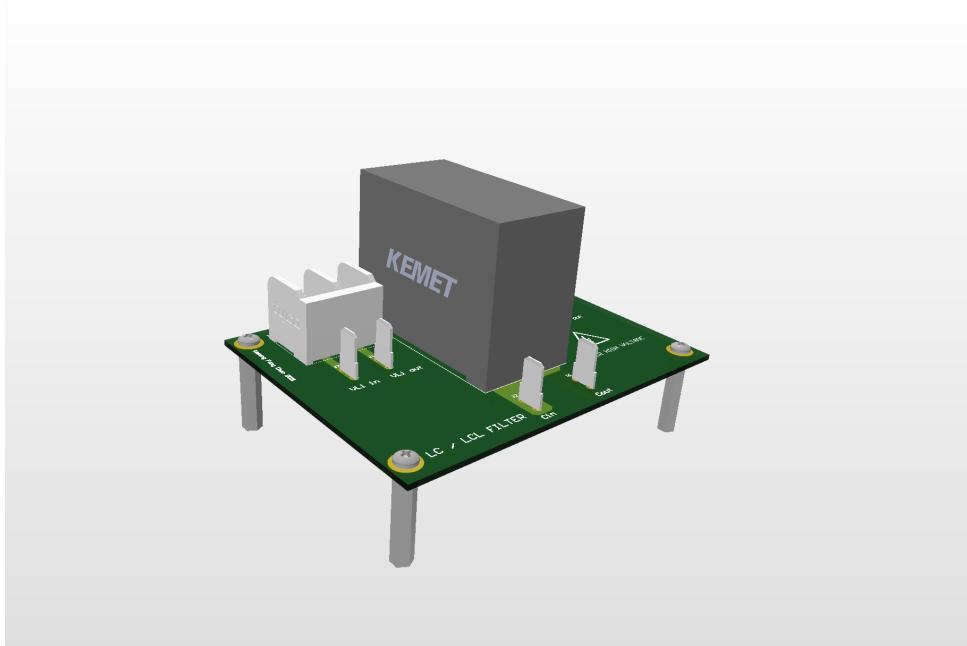


Figura 5.25: Circuito completo del diseño del filtro LCL en 3D .Autoría propia

Capítulo 6

MÓDULO MECÁNICO PARA LA PCB

En este capítulo se encuentran el productos final de los módulos mecánicos diseñados junto a la PCB. Dichos modelos en 3D representan los módulos que se implementaría en el laboratorio y fueron hechos utilizando el programa de SolidWorks. El capítulo esta conformado por una sección donde se muestra todas las dimensiones sobre la construcción de los módulos seguidamente de las secciones mostrando los módulos convertidores DC/DC.

6.1. Dimensiones de los módulos

Para la fabricación de los módulos, se consideró utilizar acrílico de 10mm de grosor, que se atornillaría con tornillos M3 de mínimo 2cm de largo para ensamblar la caja que contendrá la PCB. La PCB se sujetará a la base de acrílico mediante un tornillo de M3.

El panel frontal para este diseño se utilizó acrílico de 10mm solo para fines ilustrativos, no obstante, este material es muy grueso para la mayoría de componentes, por lo tanto, se tiene que utilizar una lámina de aluminio, de menos de 4mm la cual se implementaría de la misma manera y se atornilla al acrílico. En los cuadros 6.1 y 6.2 se muestran las dimensiones de los módulos y el panel frontal.

Tabla 6.1: Dimensiones del módulo.

Dimensiones	Valor
Largo	30cm
Ancho	20cm
Profundidad	25cm
Material	Acrílico
Grosor del material	10mm

Tabla 6.2: Dimensiones del panel frontal.

Dimensiones	Valor
Largo	30cm
Ancho	20cm
Material	Aluminio o acero
Grosor del material	1mm a 4mm max

6.2. Módulo Buck-Boost

En las figuras 6.1, 6.2 y 6.3, se encuentra el producto final diseñado para el convertidor Buck-Boost.

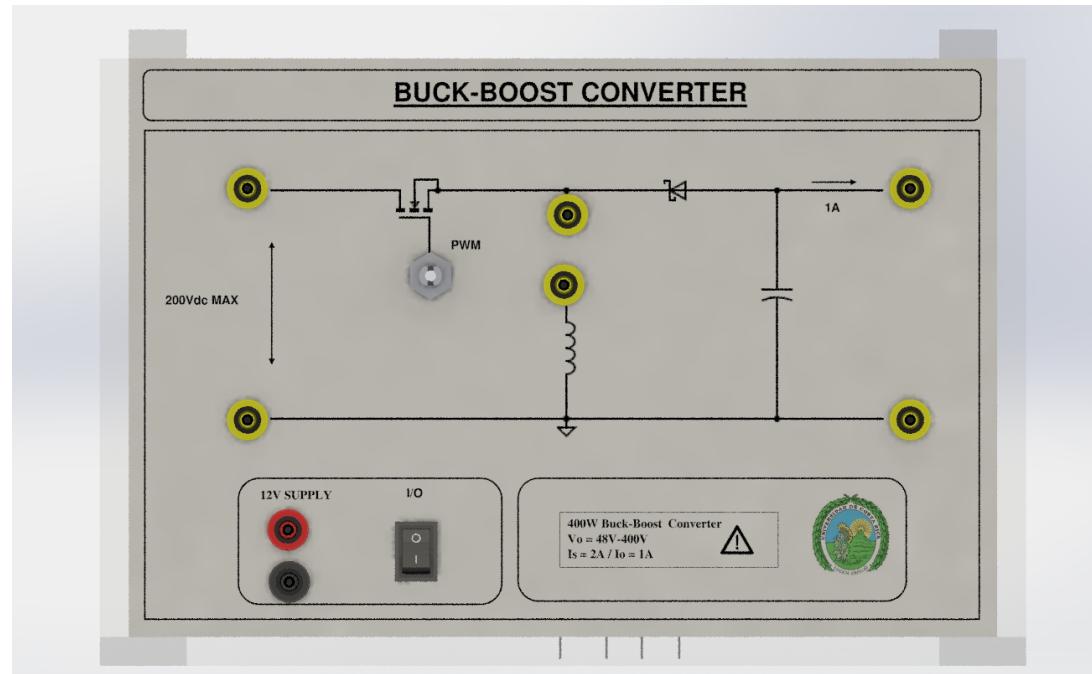


Figura 6.1: Panel frontal del módulo convertidor Buck-Boost. Autoría propia.

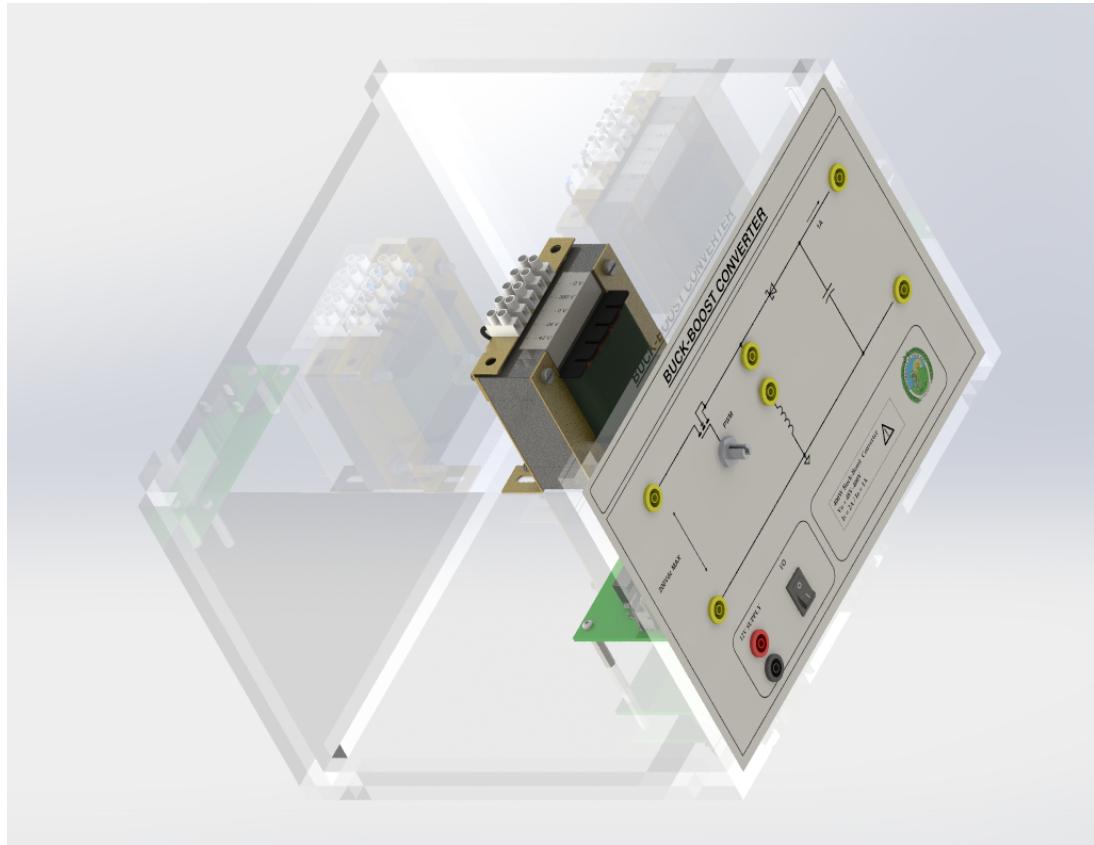


Figura 6.2: Vista lateral del módulo convertidor Buck-Boost. Autoría propia.

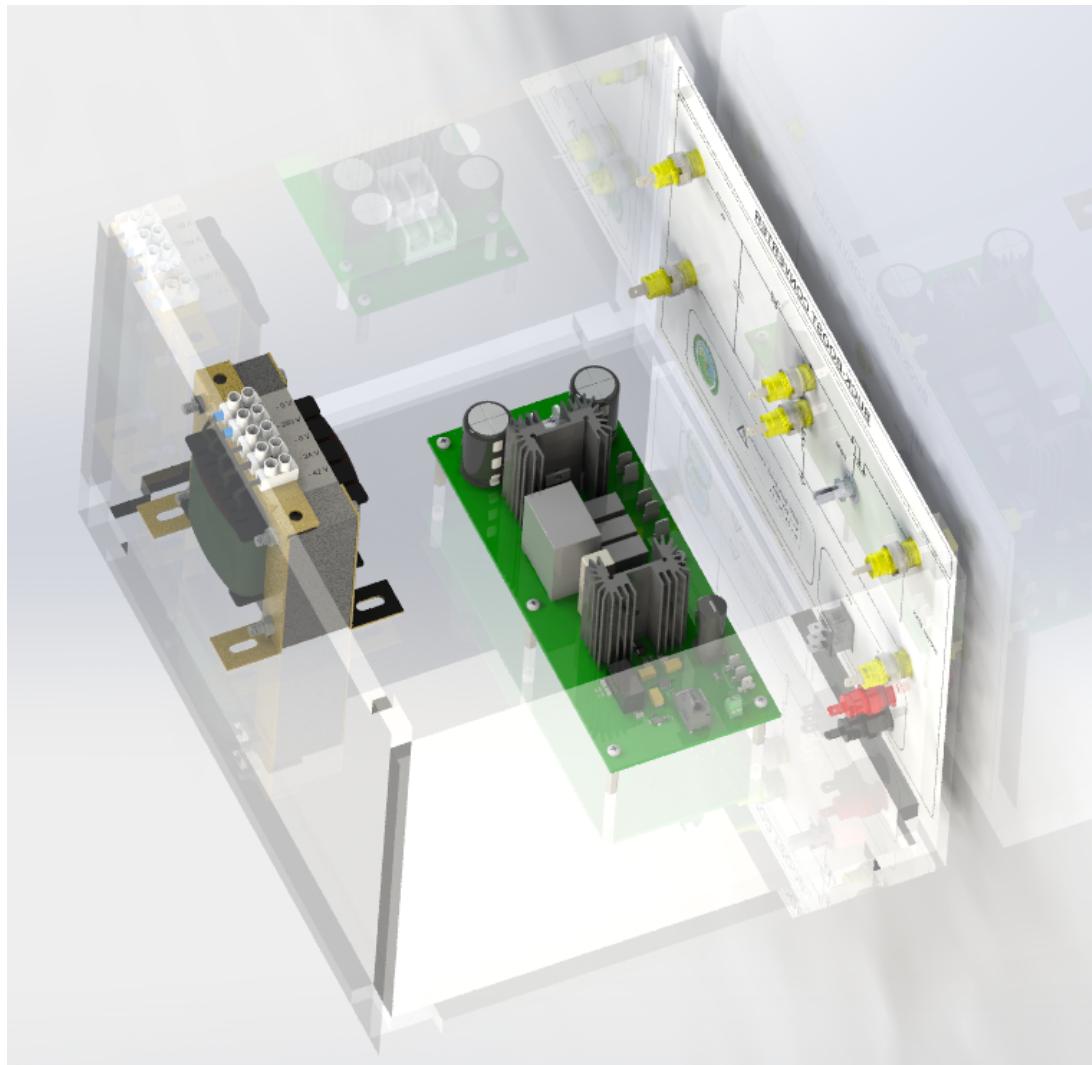


Figura 6.3: Vista lateral módulo convertidor Buck-Boost. Autoría propia.

6.2.1. Costo del módulo

En la tabla 6.3 se encuentra el costo del módulo sin incluir la lámina de acrílico ya que esta se puede comprar una lámina grande para hacer varios cortes, la lista de componentes (BOM) se encuentra en el apéndice A, el costo de la PCB difiere según la empresa a utilizar, el siguiente precio fue calculado utilizando la empresa “PCB Way”, es importante mencionar que esta empresa pide un mínimo de 5 PCB para poder fabricarse por lo que el valor mostrado en la tabla 6.3 solo pertenece a una unidad.

Tabla 6.3: Costo total del módulo Buck-Boost.

Material	costo
Componentes	\$ 147
PCB	\$ 52.6
Acrílico 10mm corte Láser	varía por metro cuadrado \$ 8
Total	\$ 207.6

6.3. Módulo Puente H

En las figuras 6.4, 6.5, 6.6 se muestran el producto final diseñado para el módulo del puente H que se implementaría en el laboratorio.

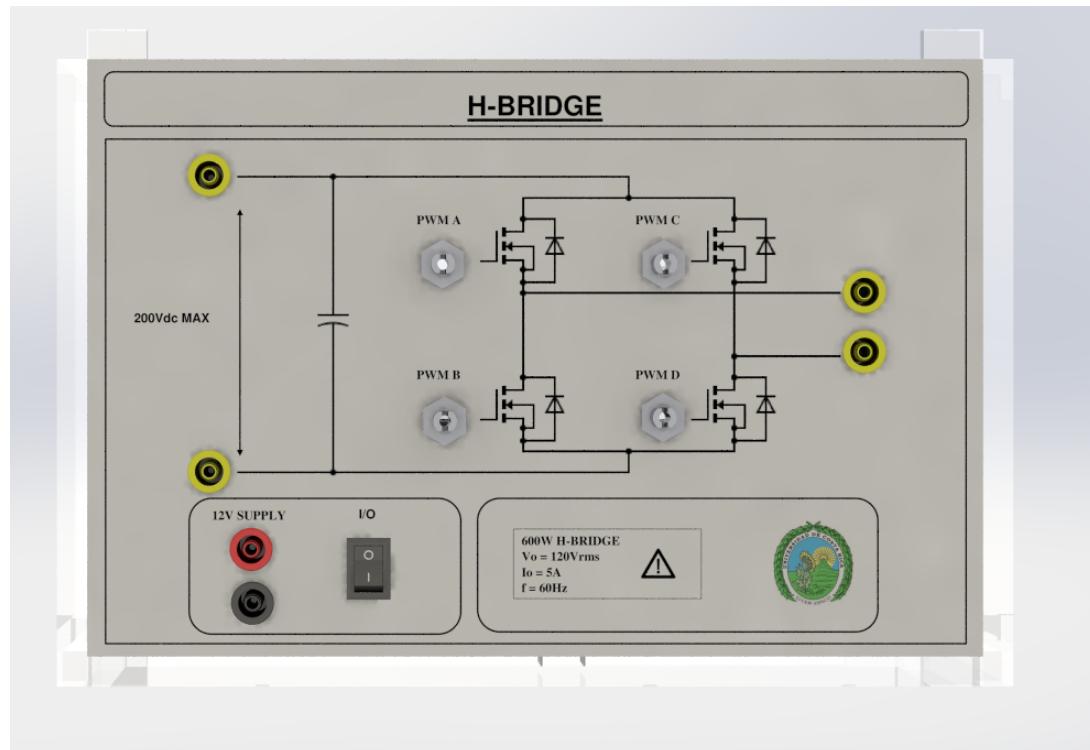


Figura 6.4: Panel frontal del módulo de puente H. Autoría propia.

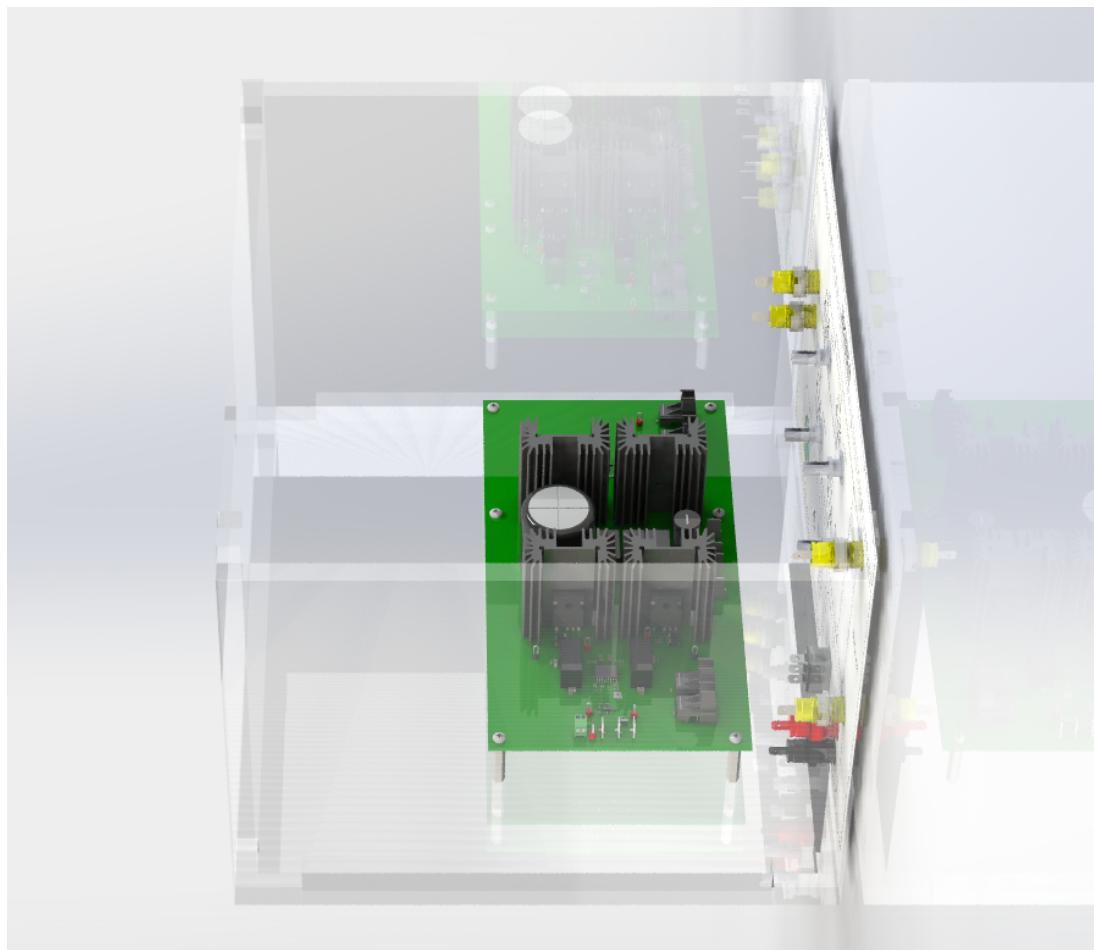


Figura 6.5: Vista lateral con el circuito PCB del módulo de puente H. Autoría propia.

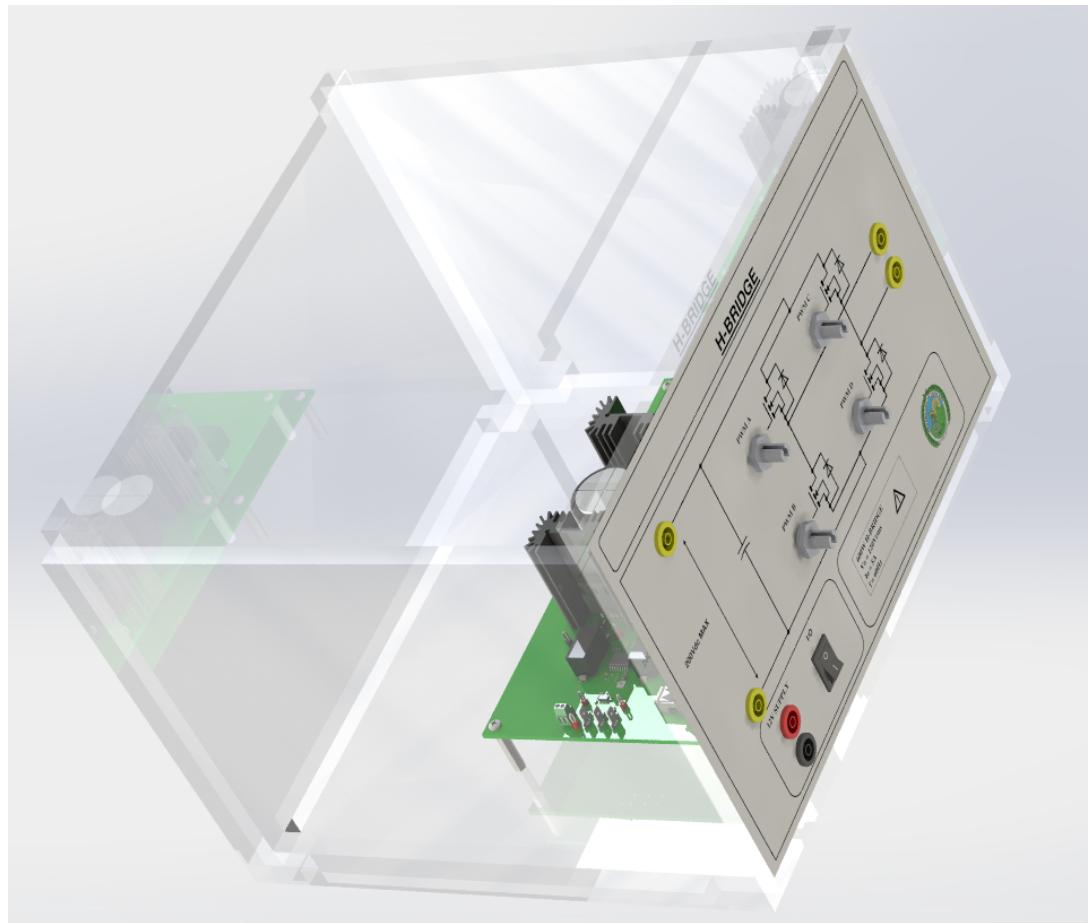


Figura 6.6: Vista lateral del módulo de puente H. Autoría propia.

6.3.1. Costo del módulo

En la tabla 6.4 se encuentra el costo del módulo sin incluir la lámina de acrílico ya que esta se puede comprar una lámina grande para hacer varios cortes, la lista de componentes (BOM) se encuentra en el apéndice B, el costo de la PCB difiere según la empresa a utilizar, el siguiente precio fue calculado utilizando la empresa “PCB Way”, es importante mencionar que esta empresa pide un mínimo de 5 PCB para poder fabricarse por lo que el valor mostrado en la tabla 6.4 solo pertenece a una unidad.

Tabla 6.4: Costo total del módulo Puente H.

Material	costo
Componentes	\$ 237
PCB	\$ 54.4
Acrílico 10mm corte Láser	varía por metro cuadrado \$ 8
Total	\$ 300

6.4. Módulo LCL

En las figuras 6.7, 6.8 y 6.9 se muestran el producto final diseñado para el módulo de filtro LCLCL que se implementaría en el laboratorio.

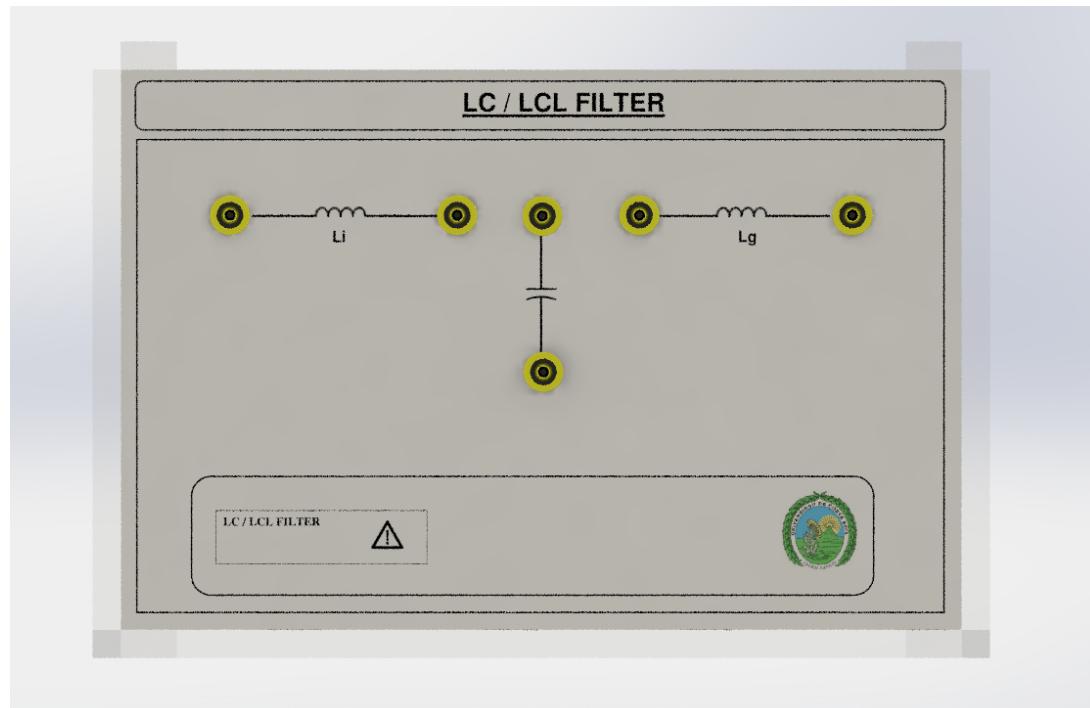


Figura 6.7: Panel frontal del módulo de filtro LCL. Autoría propia.

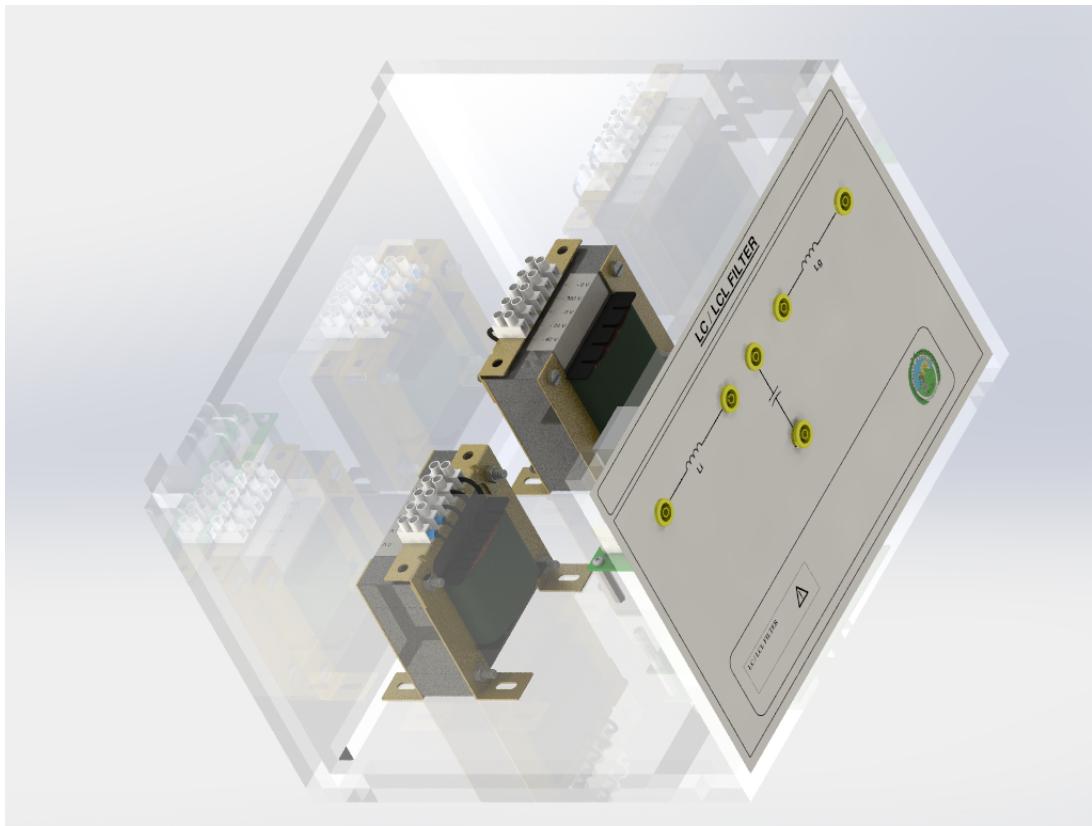


Figura 6.8: Vista lateral del del módulo de filtro LCL. Autoría propia.

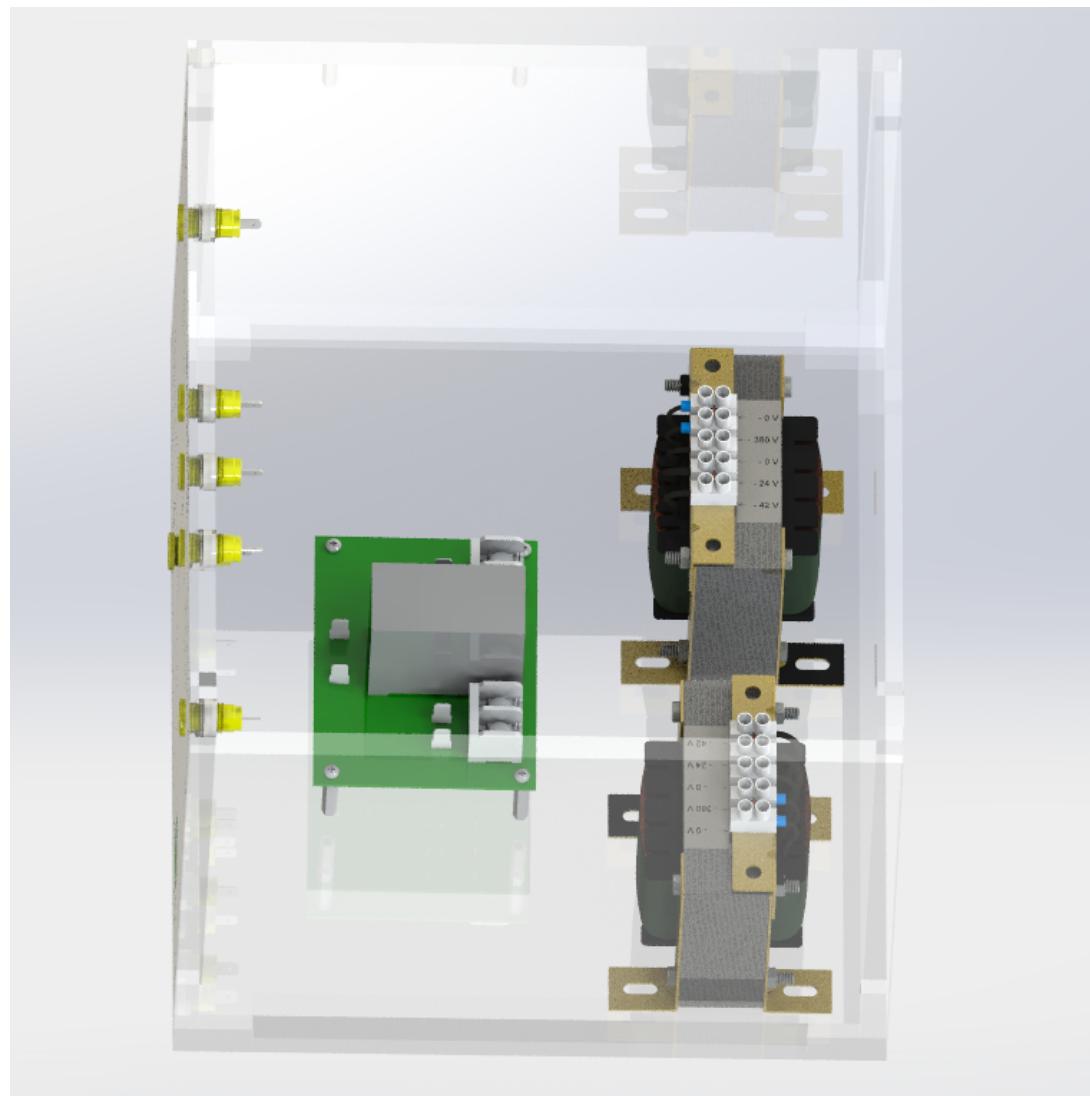


Figura 6.9: Vista superior del módulo de filtro LCL. Autoría propia.

6.4.1. Costo del módulo

En la tabla 6.5 se encuentra el costo del módulo sin incluir la lámina de acrílico ya que esta se puede comprar una lámina grande para hacer varios cortes, la lista de componentes (BOM) se encuentra en el apéndice C, el costo de la PCB difiere según la empresa a utilizar, el siguiente precio fue calculado utilizando la empresa “PCB Way”, es importante mencionar que esta empresa pide un mínimo de 5 PCB para poder fabricarse por lo que el valor mostrado en la tabla 6.5 solo pertenece a una unidad.

Tabla 6.5: Costo total del módulo Filtro LCL.

Material	costo
Componentes	\$ 168
PCB	\$ 25.2
Acrílico 10mm según metro cuadrado	
corte Láser	\$ 8
Total	\$ 201.2

6.5. Catálogo de los módulos diseñados

En esta sección se muestra todos los módulos diseñados para este proyecto, se muestra varias figuras que permite dar una visualización del como se vería el módulo implementado junto a los otros módulos de otros proyectos eléctricos que se utilizarían en un futuro laboratorio de electrónica de potencia.

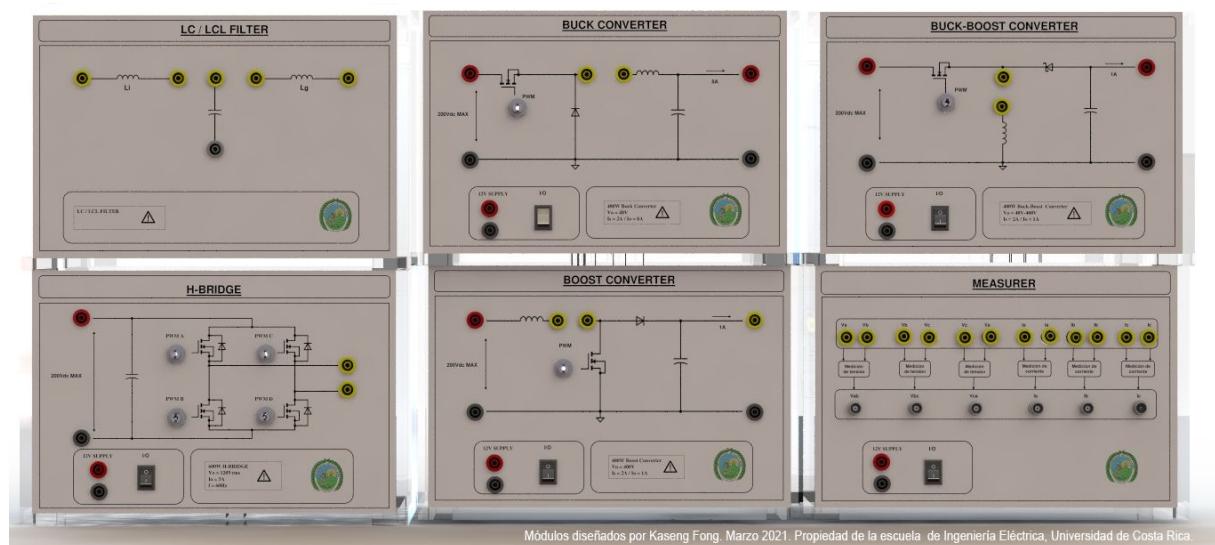


Figura 6.10: Módulos de convertidores para laboratorio de electrónica de potencia. Autoría propia.

6. Módulo mecánico para la PCB

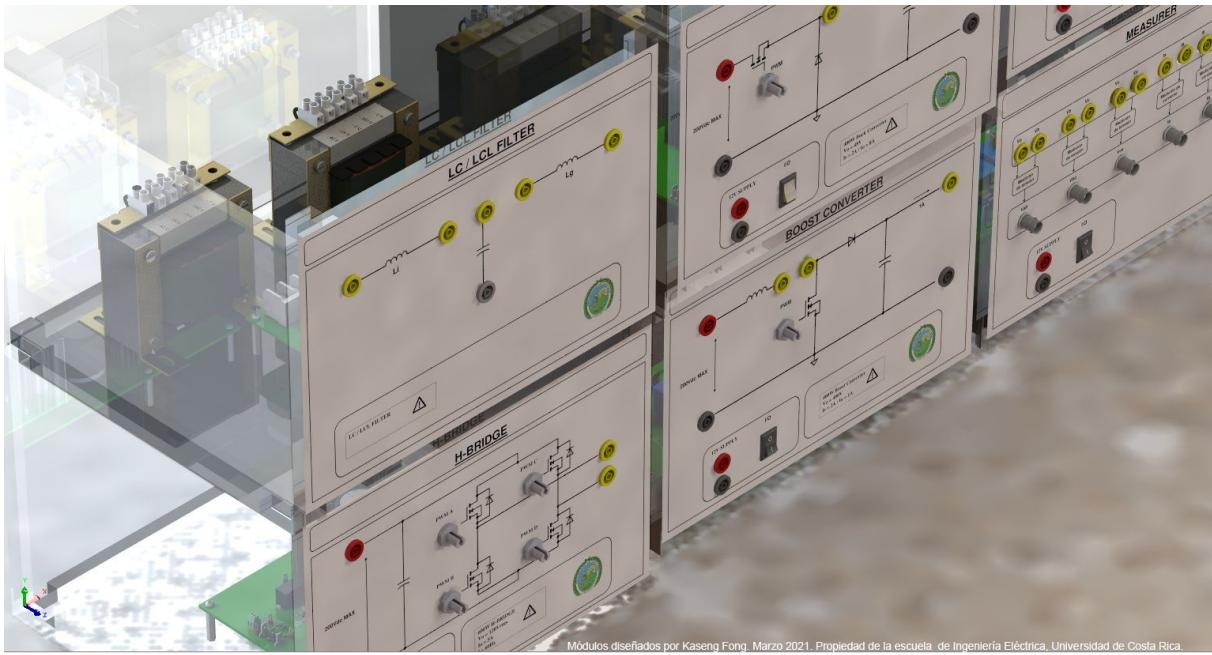


Figura 6.11: Módulos de convertidores para laboratorio de electrónica de potencia. Autoría propia.



Figura 6.12: Módulos de convertidores para laboratorio de electrónica de potencia. Autoría propia.



Módulos diseñados por Kaseng Fong. Marzo 2021. Propiedad de la escuela de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Costa Rica.

Figura 6.13: Módulos de convertidores para laboratorio de electrónica de potencia. Autoría propia.

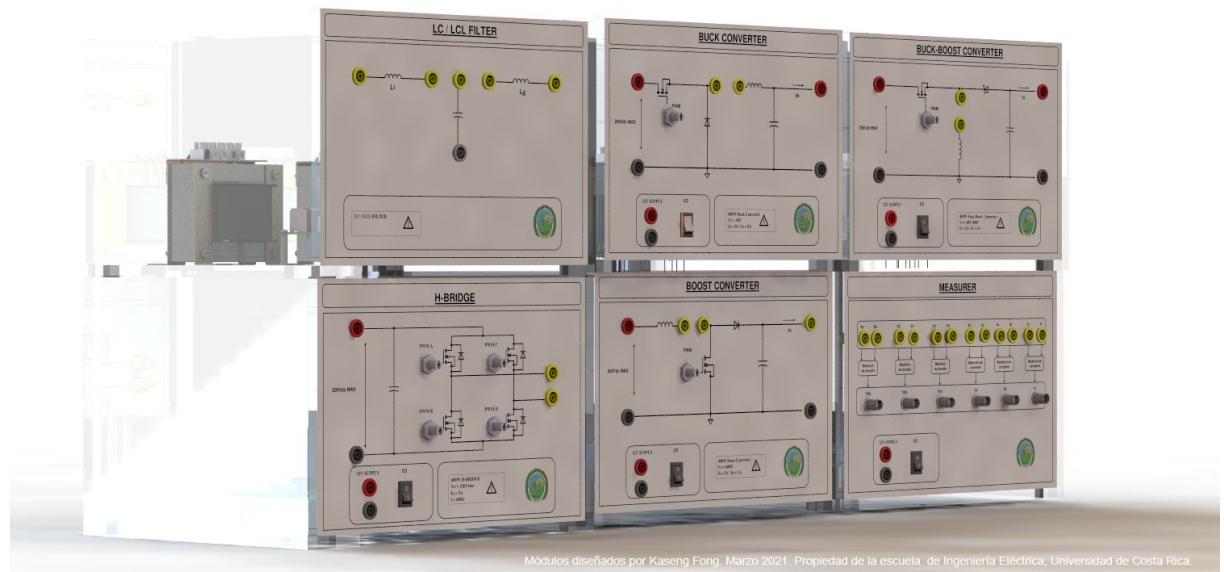


Figura 6.14: Módulos de convertidores para laboratorio de electrónica de potencia. Autoría propia.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

7.1. Conclusiones

- Se logró diseñar los módulos de convertidores puente H y Buck-Boost siguiendo las especificaciones de diseño que se consideraron para ser utilizados en laboratorios de electrónica de potencia. El correcto funcionamiento de los convertidores se pudo comprobar mediante simulaciones realizadas en PLECS, de la cuál se consideraron la mayor cantidad de pérdidas posibles para realizar simulaciones más adaptadas a condiciones reales.
- Se pudo realizar el análisis térmico utilizando el programa PLECS para comprobar la temperatura posible en la que pueda operaría los transistores y diodos escogidos de tal forma que se escogieron disipadores más grandes para garantizar una mejor robustez en el módulo ante el constante uso en el laboratorio.
- Se diseñaron circuitos de disparo (gate driver), basado en los componentes más actualizados del momento en la industria, se escogieron que fueran aislados tanto el gate driver como su alimentación, para garantizar un circuito con menor ruido que podría ocasionar falsos disparos. Estos circuitos se comprobaron con el programa de “OrdCAD for TI” que facilitó los modelos de los componentes para tener condiciones en aplicaciones más reales.
- Se logró diseñar un circuito impreso PCB utilizando el programa Altium designer, tomando en cuenta las consideraciones mencionadas en el capítulo 2 y las consideraciones de los circuitos de gate driver propuestos por la hoja del fabricante, la PCB se diseñó pensando en el posicionamiento de las entradas del panel frontal del módulo y que el tamaño no fuera mayor al módulo donde se implementaría.
- Se diseñó un modulo mecánico utilizando el programa de SolidWorks, dicho diseño se pensó para ser utilizado en laboratorio de electrónica de potencia, por lo que se utilizó material de acrílico de 10mm de grosor para tener un módulo más robusto.

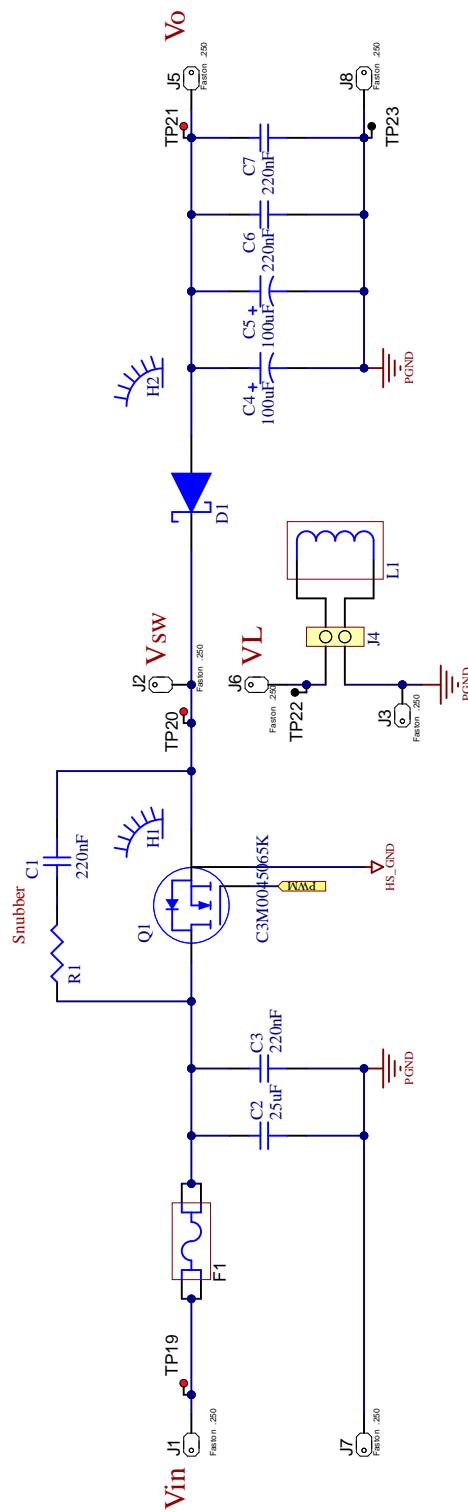
7.2. Recomendaciones

- Los inductores fueron los componente más caro, debido a que la disponibilidad de comprarlos y los tipos que veden son muy limitadas y generalmente sobredimensionados, por lo tanto, encontrar un fabricante que los haga por encargo o buscar otros medios para hacer uno a la medida puede reducir el costo de ella.
- Los circuitos gate driver vienen con las resistencias en la compuerta R_{gate} definidas por la hoja del fabricante, es posible a la hora de realizar la implementación, variar esta resistencia para conseguir el disparo que mejor se adapte al diseño.
- En la implementación del prototipo, el módulo de puente H, se le tiene que ajustar el tiempo muerto DT, de tal forma que en la práctica, estos comuten sin interceptarse entre ellos.
- Se puede reducir el costo de los módulos, cambiando algunos componentes por su componente equivalente, en este diseño se seleccionaron los componentes más actualizados en el mercado por lo que el precio de estos son un poco mayores a los convencionales.
- La PCB se puede realizar con dos capas, esto reduce considerablemente el costo total del proyecto.
- Los módulos fueron hechos tomando consideraciones en condiciones del laboratorio, pero se recomienda, ver el esquemático junto a los conectores de los paneles frontales para asegurar que todo se encuentre en la posición correcta.
- El panel frontal tiene que ser de algún material metálico, de grosor no mayor a 4mm ya que está es el grosor límite para el conector óptico.

Apéndice A

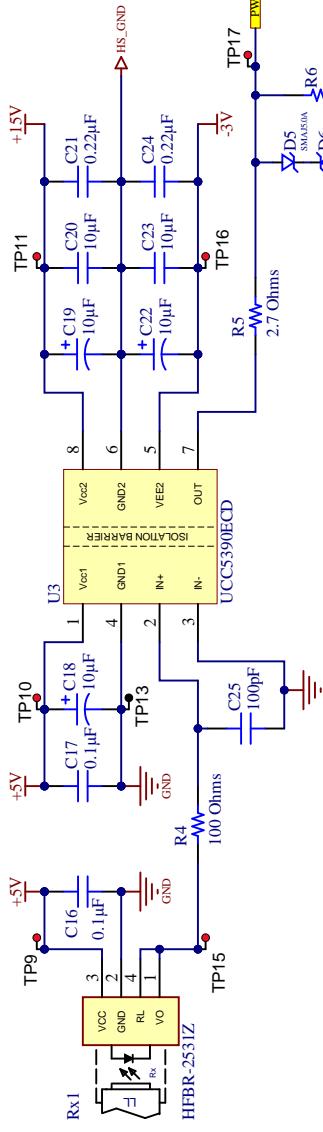
ESQUEMÁTICO DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST

A.1. Diseño para el convertidor Buck-Boost

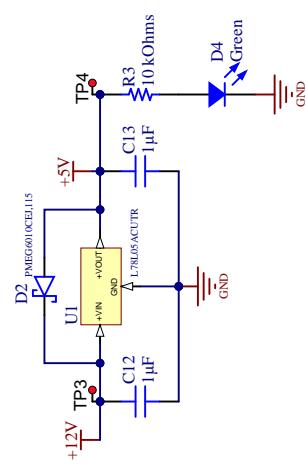


El inductor L1 solo se muestra en el esquemático, pero no va montado en la PCB. Siendo que se conectará externamente mediante sus cables a la entrada J4.

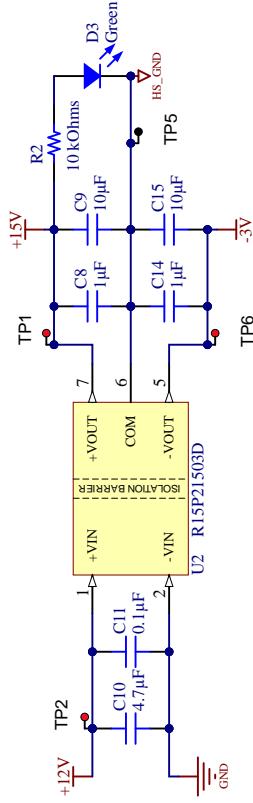
Isolated Gate Driver



Gate Driver 5V Regulator

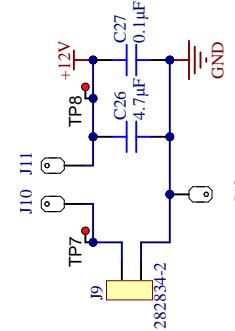


Gate Driver ISO power supply 15V/-3V



Nota

La entrada de 12V va hacia unos conectores faston de 1.33", ésta entra es para el uso del un rocker switch que permite que el módulo tenga interruptor de alimentación para los circuitos de 12V. Usando la hoja de datos, una entrada del switch va a J10 y la salida a J10, el interruptor también tiene led, por lo que el tercer conector va a J12 (GND)



PCB Screw

H3	H4	H5	H6	H11	H12
24438	24438	24438	24438	24438	24438
H9	H7	H13			
MPMS 003 0005 PH	MPMS 003 0005 PH	MPMS 003 0005 PH			
H10	H8	H14			
MPMS 003 0005 PH	MPMS 003 0005 PH	MPMS 003 0005 PH			

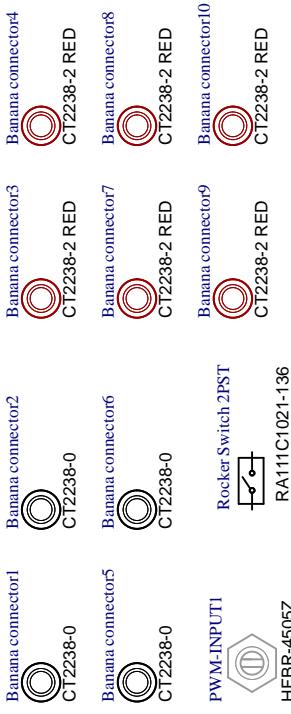


LOGO1

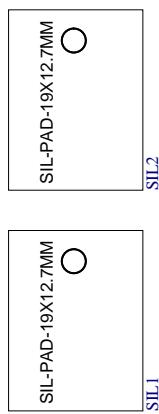


LOGO2

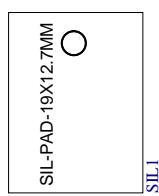
Front panel input connectors



Thermal Pad



S1L-PAD-19X12.7MM
S1L1



S1L-PAD-19X12.7MM
S1L2

NOTAS

- Los "thermal pads" van entre el MOSFET/Diodo y el disipador.
- El rocker switch se conecta entre los conectores J10 a J11, y J12 va a tierra GND revisar la hoja del fabricante para ver como va la conexión.
- Todas las simulaciones, PCB, Gerbers, se encuentran en https://github.com/fekseng19/Buck-Boost_Converter

A

B

C

D

4

A

B

C

D

2

2

3

3

3

3

3

3

1

1

1

1

4

4

4

4

EI E

Universidad de Costa Rica

Escuela de Ingeniería Eléctrica

Project: Convertidor Buck-Boost 400W

Designer: Kaseng Fong Chen - <https://github.com/fekseng19>

Page contents: Hardware.SchDoc

Revision: V1

Date: 2/3/2021

Sheet 3 / 3

3

3

3

3

2

2

2

2

1

1

1

1

Bill of Materials

Project Title: Bill of Materials for Project [Buck-Boost-Converter.PriPcb] (No PCB Document Selected)
 Project File Name: Buck-Boost-Converter.PriPcb
 Assembly Variant: None



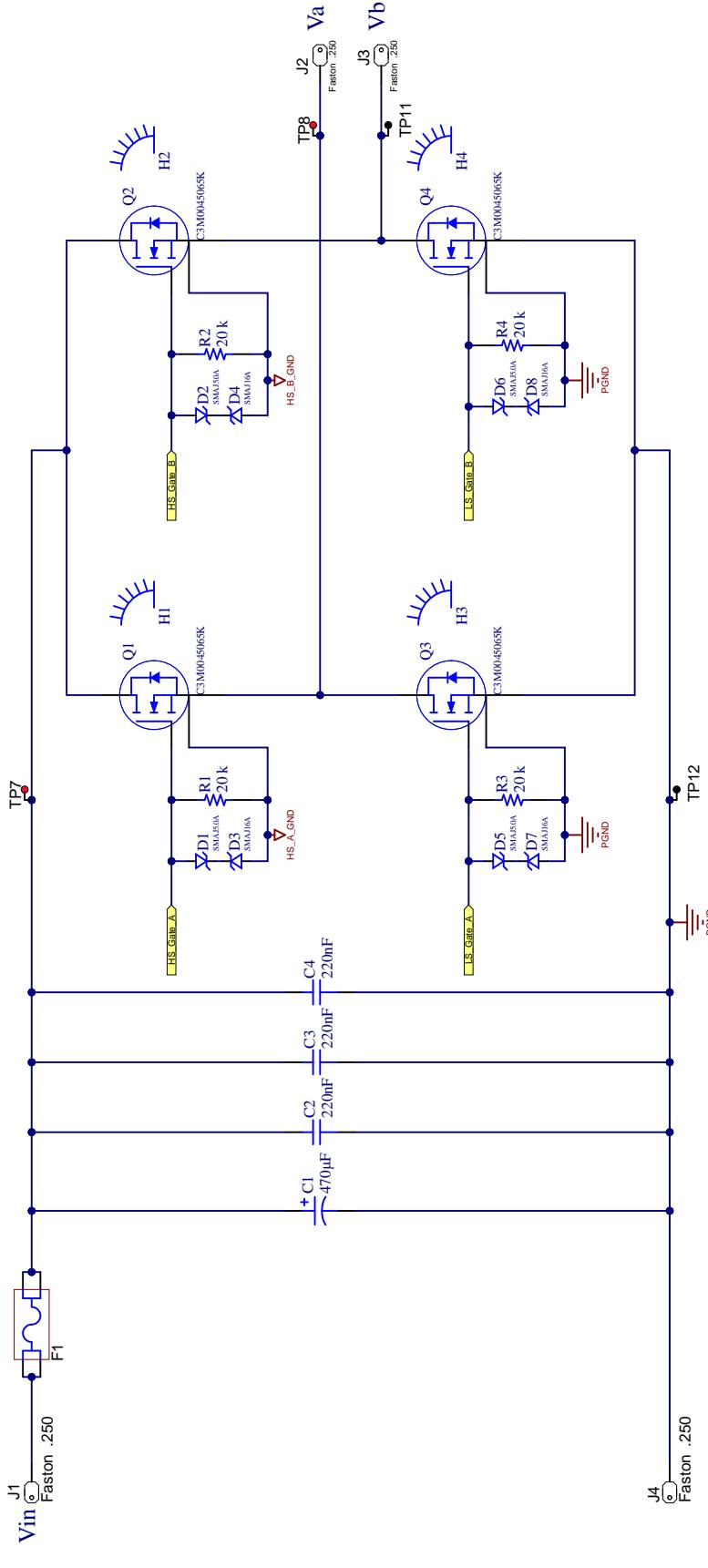
Part Number	Description	Designator	Manufacturer	Manufacture Part Number	Supplier	Supplier Part Number	Supplier Unit Price	Quantity	
R15P21503D	2W DC/DC-Converter 'ECONOLINE' SiP? 6.4kV unreg. V. In: 15; V. Out: +15/- 0.2mA; Out: +93/-195	U2	Recom	R15P21503D	Digi-Key	945-3070-5-ND	\$8.47	1	
UCCS390ECD	10-A/10-A, 3.4-/5-kVRMS single-channel isolated gate driver with 12-V UVLO, bipolar supply 8-SOIC-40 to 125	U3	Texas Instruments	UCCS390ECD	Digi-Key	296-48101-ND	\$2.81	1	
6399BG	AAVID THERMALLOY 6399BG Heat Sink, TO- 220/218, TO-220, 3.3 C/W, 50 mm, 41.91 mm, 25.4 mm	H1, H2	Aavid Thermalloy	6399BG	Digi-Key	H528-ND	\$6.20	2	
8PCV-02-006	Barrier Terminal Blocks VERTICAL RAISED ZP	J4	TE Connectivity	8PCV-02-006	Digi-Key	A98460-ND	\$1.84	1	
SMAJ5.0A	BOURNS - SMAJ5.0A - TVS Diode, SMAJ Series, Unidirectional, 5 V, 9.2 V, DO- 214AC (SMA), 2 Pins	D5	Bourns	SMAJ5.0A	Digi-Key	SMAJ5.0ABC-ND	\$0.49	1	
CT2238-0	Cable Assembly 4MM Safety Jack, Panel W/.25 Fast on Terminal Block		Banana connector1, Banana connector2, Banana connector5, Banana connector6	Cal Test Electronics	CT2238-0	Digi-Key	BKCT2238-0-ND	\$2.00	4
CT2238-2	Cable Assembly 4MM Safety Jack, Panel W/.25 Fast on Terminal Red		Banana connector3, Banana connector4, Banana connector7, Banana connector8, Banana connector9, Banana connector10	Cal Test Electronics	CT2238-0	Digi-Key	BKCT2238-0-ND	\$2.00	6
475MXH100MEEF	Cap Aluminum Lytic 100uF 475V 20% (22 X35mm) Snap- In 10mm 880mA 2000h 105C	C4, C5	Rubycon	475MH100MEFCFSN22X35	Digi-Key	1189-3424-ND	\$3.65	2	
C0603C104M5RA1	CAP CER 0.1UF 50V X7R 0603	C11, C16, C17, C27	KEMET	C0603C104M5RAC TU	Digi-Key	399-7845-1-ND	\$0.10	4	
UMK212B7224KG	CAP CER 0.22uF 50V X7R	C21, C24	Taiyo Yuden	UMK212B7224KG-T	Digi-Key	587-1287-1-ND	\$0.14	2	
CC0602KRVX7R7B8	CAP CER 1UF 16V X7R 0603	C13	Yageo	CC0602KRVX7R7B8105	Digi-Key	111-1446-1-ND	\$0.15	1	
TMK107B7105KA	CAP CER 1UF 25V X7R 0603	C12	Taiyo Yuden	TMK107B7105KA-T	Digi-Key	587-2984-1-ND	\$0.11	1	
UMK107AB7105K	CAP CER 1UF 50V X7R 0603	C8, C14	Taiyo Yuden	UMK107AB7105K-T	Digi-Key	587-3247-1-ND	\$0.28	2	
UMK316AB7475K	CAP CER 4.7uF 50V X7R 1206	C10, C26	Taiyo Yuden	CEUMK316AB7475KL-T	Digi-Key	587-2994-1-ND	\$0.33	2	
TMK316AB7106K	CAP CER 10UF 25V X7R 1206	C9, C15	Taiyo Yuden	TMK316AB7106KL-T	Digi-Key	587-3486-1-ND	\$0.33	2	
UMK325C7106MN	CAP CER 10UF 50V X7S 1210	C20, C23	Taiyo Yuden	CEUMK325C7106MM-T	Digi-Key	587-1818-1-ND	\$0.61	2	
06035A101FAT2A	CAP CER 100PF 50V COG/NPO 0603	C25	Kyocera AVX	06035A101FAT2A/4K	Digi-Key	478-6202-1-ND	\$0.20	1	
T491D106K050AT	CAP TANT 10uF 10% 50V 2917	C18, C19, C22	KEMET	T491D106K050AT	Digi-Key	399-8361-1-ND	\$2.02	3	
HFBR-4505Z	Conn POF Adapter Simplex F/F ST Panel Mount	PWM-INPUT1	Broadcom Avago	HFBR-4505Z	Digi-Key	516-1748-ND	\$1.88	1	
1217133-1	CONN QCT TAB 0.187 SOLDER	J10, J11, J12	TE Connectivity	1217133-1	Digi-Key	A100449CT-ND	\$0.14	3	
19510	Fixed Inductors CHOKE	L1	Hammond Manufacturing	19510	Digi-Key	HM2135-ND	\$68.56	1	
3101.004	Fuse Holder, 400 V, 16 A, TH	F1	Schurter	3101.004	Digi-Key	486-1159-ND	\$4.02	1	
55F 10-R	Fuse, 10 A, 250 VAC, N/A	F2	Bel	55F10-R	Digi-Key	507-1235-ND	\$0.24	1	
RA111C1021-136	Illuminated Rocker Switches 16A 125VAC 4.8mm Tab Off- On		Rocker Switch 2PST	E-Switch	RA111C1021-136	Digi-Key	RA111C1021-136-ND	\$1.18	1
R75PI32204030J	KEMET R75PI32204030J Film Capacitor, AEC-Q200 R75 Series, 0.22 F, 5%, PP (Polypropylene), 630 V	C1, C3, C6, C7	KEMET	R75PI32204030J	Digi-Key	399-12761-ND	\$0.95	4	
C4AQLBU5250A12	KEMET C4AQLBU5250A12K CAP FILM 25uF 10% 500VDC RADIAL	C2	KEMET	C4AQLBU5250A12K	Digi-Key	399-16989-ND	\$7.00	1	
150060G575000	LED GREEN CLEAR 0603 SMD	D3, D4	Wurth Electronics	150060G575000	Digi-Key	732-4971-1-ND	\$0.14	2	
CMP-0003646-1	MACHINE SCREW PAN PHILIPS M3.5mm	H7, H8, H9, H10, H13, H14	Building Fasteners	MPM03.0005 PH	Digi-Key	H742-ND	\$0.63	6	
PMEG6010CE1	PMEG6010CE1; PMEG6010CE1 - 1 A very low VF MEGA Schottky barrier rectifiers	D2	Nexperia	PMEG6010CE1.115	Digi-Key	1727-3882-1-ND	\$0.35	1	
62409-1	Quick Disconnect Terminal M 15.8mm 7.5mm Tin Over Copper Automotive Bar	J1, J2, J3, J5, J6, J7, J8	TE Connectivity	63409-1	Digi-Key	A24742-ND	\$0.19	7	
RCRW12062R70F0H	RES 5MΩ 2.7 OHM 1% 3/4W	R5	Vishay Dale	RCRW12062R70FKEAHP	Digi-Key	541-2.7UCT-ND	\$0.43	1	
RC0603FR-0710KU	RES 5MΩ 10K OHM 1% 1/10W 0603	R2, R3	Mepco Philips	RC0603FR-0710K	Digi-Key	311-10.0KHCT-ND	\$0.10	2	
RC0603FR-0720KU	RES SMD 20K OHM 1% 1/10W 0603	R6	Yageo	RC0603FR-0720K	Digi-Key	311-20.0KHCT-ND	\$0.10	1	
RCRW0603100RF1	RES SMD 100 OHM 1% 1/10W 0603	R4	Vishay	RCRW0603100RFKEAC	Digi-Key	541-3951-1-ND	\$0.10	1	
HFBR-2531Z	RX Optical Fiber 5MbD 6-Pin	Rx1	Broadcom Avago	HFBR-2531Z	Digi-Key	516-2067-ND	\$12.98	1	
C3M0045065K	Sic MOSFET 650V	Q1	WolfSpeed	C3M0045065K	Digi-Key	1697-C3M0045065K-ND	\$10.25	1	
C6D0605A	Sic Schottky Diode, VRMM = 650V, IF= 6A	D1	Cree WolfSpeed	C6D0605A	Digi-Key	1697-C6D0605A-ND	\$1.80	1	
SP9005-0.009-AC	Silicon Thermal Pad SiL1, SiL2		Bergquist	SP9005-0.009-AC-58	Digi-Key	BER183-ND	\$2	2	
CMP-0003640-1	Standoff, Hex, 25mm Length, M3, Aluminum	H3, H4, H5, H6, H11, H12	Keystone Electronics	2443B	Digi-Key	36-24438-ND	\$0.68	6	
282834-2	TE CONNECTIVITY / BUCHANAN - 282834-2 - TERMINAL BLOCK, WIRE TO BRD, 2POS, 16AWG	J9	BUCHANAN - TE CONNECTIVITY	282834-2	Digi-Key	A98333-ND	\$1.27	1	
5011	Test Point, Multipurpose, Black, TH	TP5, TP13, TP22, TP23	Keystone Electronics	5011	Digi-Key	36-5011-ND	\$0.40	4	
5010	Test Point, Multipurpose, Red, TH	TP1, TP2, TP3, TP4, TP6, TP7, TP8, TP9, TP10, TP11, TP15, TP16, TP17, TP19, TP20, TP21	Keystone Electronics	5010	Digi-Key	36-5010-ND	\$0.40	16	
SMA116A	TVS DIODE 16VWM 26VC D0214AC	D6	Bourns	SMA116A	Digi-Key	SMA116ABC-ND	\$0.49	1	
L78L05ACUTR	Voltage regulator; linear, fixed: 5V; 0.1A; SOT89; SMD; 0-125°C	U1	STMicroelectronics	L78L05ACUTR	Digi-Key	497-1183-1-ND	\$0.53	1	
SQMW747RJ	Wirewound Resistors 47 Ohms 7W 300PPM	R1	TE Connectivity	1-1623789-5	Digi-Key	A103485-ND	\$0.69	1	

Total \$146,60 107

Apéndice B

ESQUEMÁTICO DEL CONVERTIDOR PUENTE H

B.1. Diseño para el convertidor Puente H



Universidad de Costa Rica Escuela de Ingeniería Eléctrica

Project: Convertidor de Puente H

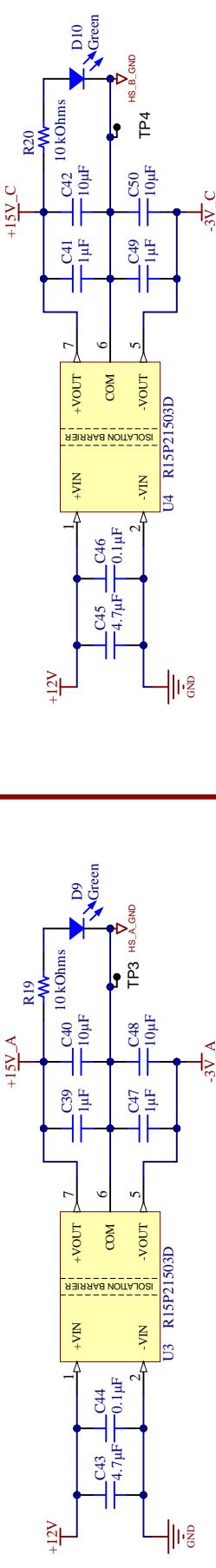
Designer: Kaseng Fong Chen - <https://github.com/fckseng19>

Page content: Power_Card.SchDoc

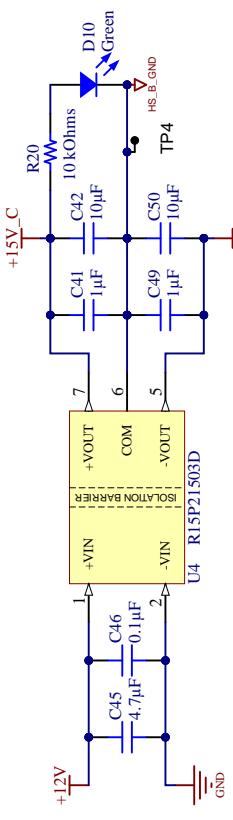
Revision: V1

EIE

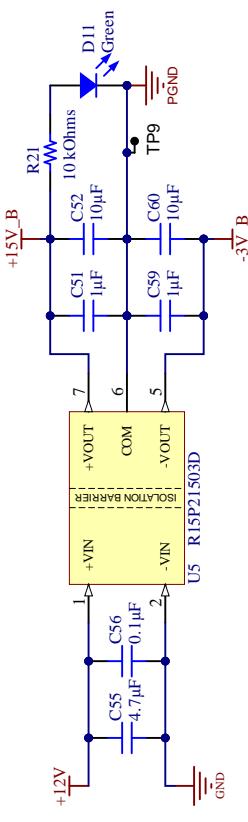
Q1 Gate Driver, ISO Power Supply 15V/-3V



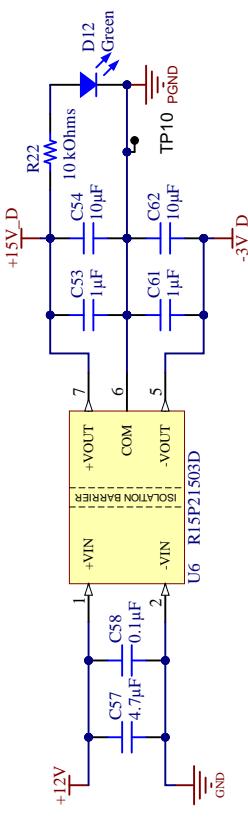
Q2 Gate Driver ISO Power Supply 15V/-3V



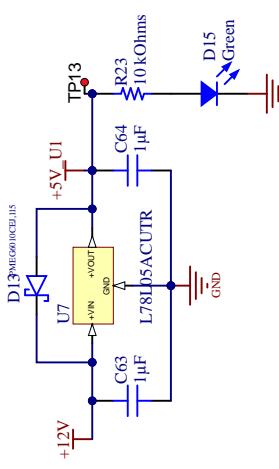
Q3 Gate Driver, ISO Power Supply 15V/-3V



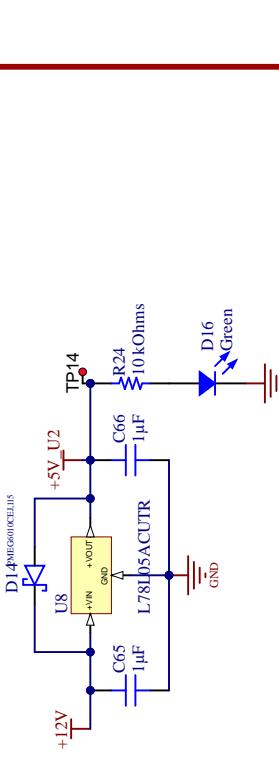
Q4 Gate Driver, ISO Power Supply 15V/-3V



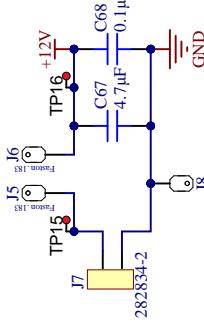
U1, 5v Gate Driver Regulator



U2, 5v Gate Driver Regulator



12V INPUT CONNECTOR



La entrada de 12V va hacia unos conectores faston de 1.33°, esta entrada es para el uso del un rocker switch que permite que el módulo tenga interruptor de alimentación para los circuitos de 12V. Usando la hoja de datos, una entrada del switch va a J5, y la salida a J6, el interruptor también tiene led, por lo que el tercer conector va a J8 (GND).

Universidad de Costa Rica

Project: Convertidor de Puente H

Designer:

Kaseng Fong Chen - <https://github.com/fckseng19>

Escuela de Ingeniería Eléctrica

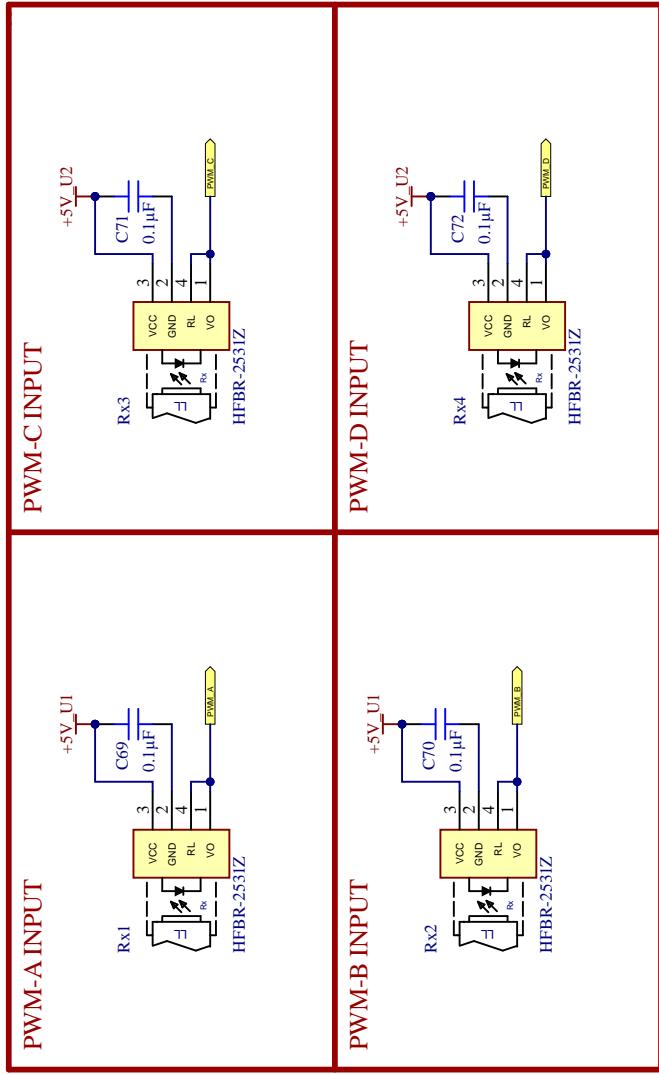
EIE

Foto: 188

EIE

Page contents: PowerSupplySchDoc Revision: V1
Date: 2/3/2021 Sheet 3 / 5

Date: 2/3/2021 Revision: V1
Page 3 / 4



Universidad de Costa Rica Escuela de Ingeniería Eléctrica

Project: Convertidor de Puente H

Designer: Kaseng Fong Chen - <https://github.com/fckseng19>

Page contents: Optic_PWM.SchDoc Revision: V1

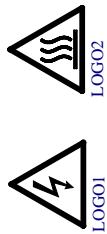
Date: 2/3/2021 Sheet: 4 / 5

EIE

PCB Screws

H10		24438
H9		24438
H8		24438
H7		24438
H6		24438
H5		24438

H11		MPMS 003 0005 PH	H12		MPMS 003 0005 PH	H13		MPMS 003 0005 PH
H14		MPMS 003 0005 PH	H15		MPMS 003 0005 PH	H16		MPMS 003 0005 PH



Thermal PAD

SIL-PAD-19X12.7MM
SIL 2

SII-PAD-19X12.7MM
O

SIL-PAD-19X12.7MM

SIL PAD-19X12.7MM

Front panel input connectors

PWM-INPUT1	 Banana connector1	 CT2238-2 RED
HFBFR-4505Z	 CT2238-0	 Banana connector3
PWM-INPUT2	 Banana connector3	 CT2238-2 RED
HFBFR-4505Z	 CT2238-0	 Banana connector5

Rocker Switch 2PST
RA11C1021-136

HFBR-4505Z

DWYM INDUSTRY

HFBR-4505Z

NOTAS

- Todos los "thermal pads" van entre el MOSFET y el disipador.
 - El fusible puede cambiarse por otro mayor a 5A
 - El rocker switch se conectar entre los conectores J5 al 16 y 18 va a tierra GND revisar la hoja del fabricante para ver como va la conexión.
 - Todas las simulaciones, PCB, Gerbers, se encuentra en https://github.com/feksgen/19-H-Bridge_Converter

Universidad de Costa Rica Escuela de Ingeniería Eléctrica

SOMMARIO DELLA TERRA

卷之三

Date 2/3/2021

三

SOMMARIO DELLA TERRA

卷之三

Date 2/3/2021

Bill of Materials

EIE

Project Title: Bill of Materials for Project [Full_Bridge_Converter.PrtPcb] (No PCB Document Selected)
 Project File Name: Full_Bridge_Converter.PrtPcb
 Assembly Variant: None

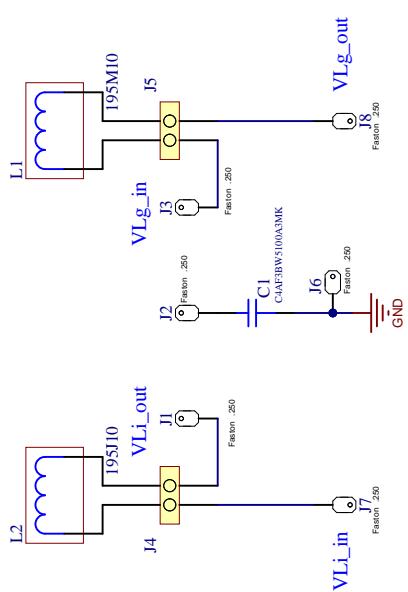
Part Number	Description	Designator	Manufacturer	Manufacture Part Number	Supplier	Supplier Part Number	Supplier Unit Price	Quantity
CT2238-0	Cable Assembly 4MM Safety Jack, Panel W/.25 Fast on Terminal Black	Banana connector1, Banana connector3, Banana connector5	Cal Test Electronics	CT2238-0	Digi-Key	BKCT2238-0-ND	\$2.00	3
CT2238-2	Cable Assembly 4MM Safety Jack, Panel W/.25 Fast on Terminal Red	Banana connector2, Banana connector4, Banana connector6	Cal Test Electronics	CT2238-0	Digi-Key	BKCT2238-0-ND	\$2.00	3
ESMQ451VSN471MA405	CAP ALUM 470UF 20% 450V SNAP	C1	United Chemi-Con	ESMQ451VSN471MA405	Digi-Key	565-2798-ND	\$6.28	1
R75PI32204030J	KEMET R75PI32204030J Film Capacitor, AEC-Q200 R75 Series, 0.22 F, 5%, PP (Polypropylene), 630 V	C2, C3, C4	KEMET	R75PI32204030J	Digi-Key	399-12761-ND	\$0.95	3
GCM1885C2A101JA16D	CAP CER 100PF 100V COG/NP0 0603	C5, C12, C22, C29	Murata	GCM1885C2A101JA16D	Digi-Key	490-4771-1-ND	\$0.14	4
UMK107AB7105KA-T	CAP CER 1UF 50V X7R 0603	C6, C9, C14, C17, C20, C23, C26, C31, C34, C37, C39, C41, C47, C49, C51, C53, C59, C61	Taiyo Yuden	UMK107AB7105KA-T	Digi-Key	587-3247-1-ND	\$0.19	18
CO603C104M5RACTU	CAP CER 0.1UF 50V X7R 0603	C7, C10, C15, C18, C24, C27, C32, C35, C44, C46, C56, C58, C68, C69, C70, C71, C72	KEMET	CO603C104M5RACTU	Digi-Key	399-7845-1-ND	\$0.03	17
CGA3E2C0G1H103J080AA	CAP CER 1000PF 50V COG 0603	C8, C11, C16, C19, C25, C28, C32, C36	TDK	CGA3E2C0G1H103J080AA	Digi-Key	445-6916-1-ND	\$0.34	8
GRM188R71E224KA88J	CAP CER 0.22UF 25V X7R 0603	C13, C30	Murata	GRM188R71E224KA88J	Digi-Key	490-11522-1-ND	\$0.20	2
CGA3E2X7R1E104K080AA	CAP CER 0.1UF 25V X7R 0603	C21, C38	TDK	CGA3E2X7R1E104K080AA	Digi-Key	445-5667-1-ND	\$0.10	2
TMK316AB7106KL-T	CAP CER 10UF 25V X7R 1206	C40, C42, C48, C50, C52, C54, C60, C62	Taiyo	TMK316AB7106KL-T	Digi-Key	587-3486-1-ND	\$0.33	8
UMK316AB7475KL-T	CAP CER 4.7UF 50V X7R 1206	C43, C45, C55, C57, C67	Taiyo Yuden	CEUMK316AB7475KL-T	Digi-Key	587-2994-1-ND	\$0.33	5
TMK107B7105KA-T	CAP CER 1UF 25V X7R 0603	C63, C65	Taiyo Yuden	TMK107B7105KA-T	Digi-Key	587-2984-1-ND	\$0.11	2
CC0603KRX7R7BB105	CAP CER 1UF 16V X7R 0603	C64, C66	Yageo	CC0603KRX7R7BB105	Digi-Key	311-1446-1-ND	\$0.15	2
SMAJ5.0A	BOURNS - SMAJ5.0A - TVS Diode, SMAJ Series, Unidirectional, 5 V, 9.2 V, DO-214AC (SMA), 2 Pins	D1, D2, D5, D6	Bourns	SMAJ5.0A	Digi-Key	SMAJ5.0ABC7-ND	\$0.49	4
SMAJ16A	TVS DIODE 16VWMM 26VC DO214AC	D3, D4, D7, D8	Bourns	SMAJ16A	Digi-Key	SMAJ16ABC7-ND	\$0.49	4
150060GS75000	LED GREEN CLEAR 0603 SMD	D9, D10, D11, D12, D15, D16	Wurth Electronics	150060GS75000	Digi-Key	732-4971-1-ND	\$0.14	6
PMEG6010CEH_115	PMEG6010CEH; PMEG6010CEJ - 1 A very low VF MEGA Schottky barrier rectifiers	D13, D14	Nexperia	PMEG6010CEH_115	Digi-Key	1727-3882-1-ND	\$0.35	2
3101.004	Fuse Holder, 400 V, 16 A, TH	F1	Schurter	3101.004	Digi-Key	486-1159-ND	\$4.02	1
5SF10-R	Fuse, 10 A, 250 VAC, N/A	F2	Bel	5SF10-R	Digi-Key	507-1235-ND	\$0.24	1
6399BG	AAVID THERMALLOY 6399BG Heat Sink, TO-220/218, TO-220, 3.3 C/W, 50 mm, 41.91 mm, 25.4 mm	H1, H2, H3, H4	Aavid Thermalloy	6399BG	Digi-Key	HS528-ND	\$6.20	4
CMP-0003640-1	Standoff, Hex, 25mm Length, M3, Aluminum	H5, H6, H7, H8, H9, H10	Keystone Electronics	24438	Digi-Key	36-24438-ND	\$0.68	6
CMP-0003646-1	MACHINE SCREW PAN PHILLIPS M3 5mm	H11, H12, H13, H14, H15, H16	Building Fasteners	MPMS 003 0005 PH	Digi-Key	H742-ND	\$0.63	6
62409-1	Quick Disconnect Terminal M 15.8mm 7.5mm Tin Over Copper Automotive Bag	J1, J2, J3, J4	TE Connectivity	62409-1	Digi-Key	A24742-ND	\$0.19	4
1217133-1	CONN QC TAB 0.187 SOLDER	J5, J6, J8	TE Connectivity	1217133-1	Digi-Key	A100449CT-ND	\$0.14	3
282834-2	TE CONNECTIVITY / BUCHANAN - 282834-2 - TERMINAL BLOCK, WIRE TO BRD, 2POS, 16AWG	J7	TE Connectivity	282834-2	Digi-Key	A98333-ND	\$1.27	1
HFBR-4505Z	Conn POF Adapter Simplex F/F ST Panel Mount	PWM-INPUT1, PWM-INPUT2, PWM-INPUT3, PWM-INPUT4	Broadcom Avago	HFBR-4505Z	Digi-Key	516-1748-ND	\$1.88	4
C3M0045065K	Sic MOSFET 650V	O1, Q2, Q3, Q4			Digi-Key	1697-C3M0045065K-ND	\$10.25	4
RC0603FR-0720KL	RES SMD 20K OHM 1% 1/10W 0603	R1, R2, R3, R4	Yageo	RC0603FR-0720KL	Digi-Key	311-20.0KHRCT-ND	\$0.10	4
	RES SMD 0 OHM JUMPER 1/4W 0603	R5, R6, R12, R13	Vishay Dale	CRCW06030000Z0E4HP	Digi-Key	541-0.58CT-ND	\$0.14	4
CRCW12062R70FKEAHP	RES SMD 2.7 OHM 1% 3/4W 1206	R7, R8, R14, R15	Vishay Dale	CRCW12062R70FKEAHP	Digi-Key	541-2.70UCT-ND	\$0.43	4
TC33X-2-203E	TRIMMER 20K OHM 0.1W J LEAD TOP	R9, R16	Bourns	TC33X-2-203E	Digi-Key	TC33X-2-203ECT-ND	\$0.26	2
RC0603JR-075K1L	RES SMD 5.1K OHM 5% 1/10W 0603	R10, R11, R17, R18	Yageo	RC0603JR-075K1L	Digi-Key	311-5.1KGRCR-ND	\$0.10	4
RC0603FR-0710KL	RES SMD 10K OHM 1% 1/10W 0603	R19, R20, R21, R22, R23, R24	Mepco Philips	RC0603FR-0710KL	Digi-Key	311-10.0KHRCT-ND	\$0.10	6
RA111C1021-136	Illuminated Rocker Switches 16A 125VAC 4.8mm Tab Off-On	Rocker Switch 2PST	E-Switch	RA111C1021-136	Digi-Key	RA111C1021-136-ND	\$1.18	1
HFBR-2531Z	RX Optical Fiber 5MBd 6-Pin	Rx1, Rx2, Rx3, Rx4	Broadcom Avago	HFBR-2531Z	Digi-Key	516-2067-ND	\$12.98	4
SP9005-0.009-AC-58	Silcon Thermal Pad	SIL1, SIL2, SIL3, SIL4	Bergquist	SP9005-0.009-AC-58	Digi-Key	BER183-ND	\$0.27	4
5010	Test Point, Multipurpose, Red, TH	TP1, TP2, TP5, TP6, TP7, TP8, TP13, TP14, TP15, TP16	Ohmite	5010	Digi-Key	36-5010-ND	\$0.34	10
5011	Test Point, Multipurpose, Black, TH	TP3, TP4, TP9, TP10, TP11, TP12	Keystone Electronics	5011	Digi-Key	36-5011-ND	\$0.40	6
UCC21530QDWKRQ1 (2)	Isolated Dual-Channel Gate Driver 6A 2-Output High Side/Low Side/Half-Bridge 14-Pin SOIC T/R	U1, U2	Texas Instruments	UCC21530QDWKRQ1	Mouser	595-UCC21530QDWKRQ1	\$5.17	2
R15P21503D	2W DC/DC-Converter 'ECONOLINE' SIP7 6.4kV unreg; V: In: 15; V: Out: +15/-0.3; mA. Out: +93/-185	U3, U4, U5, U6	Recom	R15P21503D	Digi-Key	945-3070-5-ND	\$8.47	4
L78L05ACUTR	Voltage regulator; linear, fixed; 5V; 0.1A; SOT89; SMD; 0±125°C	U7, U8	STMicroelectronics	L78L05ACUTR	Digi-Key	497-1183-1-ND	\$0.53	2
Total							\$236.58	185

Apéndice C

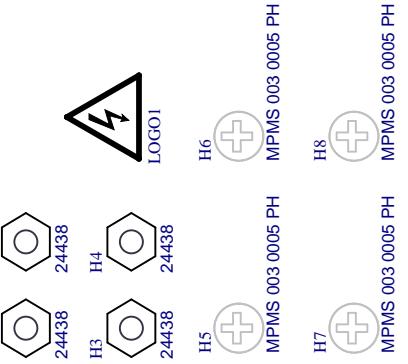
ESQUEMÁTICO EL FILTRO LCL

C.1. Diseño para el filtro LCL

LC/LCL Filter



PCB Screws



Front panel connector

- Banana connector2 Banana connector3 CT2238-4
- Banana connector4 Banana connector5 CT2238-4
- Banana connector6 Banana connector1 CT2238-4
- CT2238-4

Notas

- Los inductores van montado en el módulo y se conecta en las entradas J4 y J5
- El conector banana de color negro, es para la tierra
- La simulación se encuentra junto al archivo del puente H en https://github.com/fckseng19/H-Bridge_Converter

Universidad de Costa Rica Escuela de Ingeniería Eléctrica

Project: Filtro LCL

Designer: Kaseng Fong Chen - <https://github.com/fckseng19>

Page contents: LCL_Filter.SchDoc Revision: V1

Date: 2/3/2021 Sheet 1 / 1

EIE

D

Bill of Materials

EIE

Project Title: Bill of Materials for Project [LCL Filter.PrjPcb] (No PCB Document Selected)
 Project File Name: LCL Filter.PrjPcb
 Assembly Variant: None

Part Number	Description	Designator	Manufacture	Manufacture Part Number	Supplier	Supplier Part Number	Supplier Unit Price	Quantity
CT2238-0	Cable Assembly 4MM Safety Jack, Panel W/.25 Fast on Terminal Black	Banana connector1	Cal Test Electronics	CT2238-0	Digi-Key	BKCT2238-0-ND	\$2,00	1
CT2238-4	Cable Assembly 4MM Safety Jack, Panel W/.25 Fast on Terminal Yellow	Banana connector2, Banana connector3, Banana connector4, Banana connector5, Banana connector6	Cal Test Electronics	CT2238-0	Digi-Key	BKCT2238-0-ND	\$2,00	5
C4AF3BW5100A3	Cap Film 10uF 800V PP 10% (57.5 X 30 X 45mm) Radial 52.5mm 105°C Bulk	C1	KEMET	C4AF3BW5100A3MK	Digi-Key	399-17837-ND	\$9,21	1
CMP-0003640-1	Standoff, Hex,25mm Length, M3, Aluminum	H1, H2, H3, H4	Keystone Electronics	24438	Digi-Key	36-24438-ND	\$0,68	4
CMP-0003646-1	MACHINE SCREW PAN PHILLIPS M3 5mm	H5, H6, H7, H8	Building Fasteners	MPMS 003 0005 PH	Digi-Key	H742-ND		4
62409-1	Quick Disconnect Terminal M 15.8mm 7.5mm Tin Over Copper Automotive Bag	J1, J2, J3, J6, J7, J8	TE Connectivity	62409-1	Newark	26AC8417	\$0,17	6
8PCV-02-006	Barrier Terminal Blocks VERTICAL RAISED 2P	J4, J5	TE Connectivity	8PCV-02-006	Digi-Key	A98460-ND	\$1,84	2
195M10	Fixed Inductors CHOKE	L1	Hammond Manufacturing	195M10	Digi-Key	HM2136-ND	\$82,90	1
195J10	Fixed Inductors CHOKE	L2	Hammond Manufacturing	195J10	Digi-Key	HM2135-ND	\$68,56	1
Total							\$167,36	25

Apéndice D

CÁLCULO DE PÉRDIDAS EN LOS DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES

D.1. Cálculo de pérdidas en el transistor del convertidor Buck-Boost

Para determinar las pérdidas del transistor se requiere obtener los datos del fabricante, para este diseño se utilizó el MOSFET C3M0280090D de la marca CREE, la cual se extrajeron los datos de interés de la tabla D.1.

Tabla D.1: Características eléctricas y térmicas del MOSFET (C3M0280090D) obtenida de la hoja del fabricante.

Parámetros estáticos		
Símbolo	Valor	Unidad
$R_{DS(on)}$	2,80E-01	V
$i_d(diseno)$	3,07	A
D	0,667	%

Parámetros de conmutación		
E_{on}	57	uJ
E_{off}	6	uJ
E_{total}	63	uJ
f_{sw}	100	kHz

Parámetros Térmicos		
T_{jmax}	150	°C
T_a	25	°C
R_{ja}	40	°C/W
R_{jc}	2.3	°C/W

D.1.1. Pérdidas por conducción

Para determinar la pérdida por conducción del transistor, se utiliza la ecuación:

$$P_{cond} = R_{DS} \cdot i_d^2 \cdot D$$

Se utiliza como corriente de conducción igual al máximo del diseño en este caso de $i_d = 3,07A$, ya que es la máxima corriente que pasa por el convertidor, entonces la pérdida por conducción es:

$$P_{cond} = 2,80E - 01V \cdot (3,07)^2 \cdot 0,667$$

por lo tanto la pérdida por conducción para el MOSFET es de:

$$P_{cond} = 1,76W$$

D.1.2. Pérdidas por conmutación

Para determinar la pérdida por conmutación del transistor, se requiere saber la energía total que consume el dispositivo que usualmente la provee la hoja de datos, entonces :

$$P_{sw} = E_{total} \cdot f = 63\mu J \cdot 100kHz$$

por lo tanto la pérdida por conmutación para el MOSFET es de:

$$P_{sw} = 6,30W$$

D.1.3. Pérdida total

La pérdida total es la suma de la pérdida por conducción y conmutación entonces:

$$P_{total} = P_{sw} + P_{cond} = 1,76W + 6,30W = 8,06W$$

D.2. Cálculo de pérdidas en el Diodo del convertidor Buck-Boost

Para determinar las pérdidas del transistor se requiere obtener los datos del fabricante, para este diseño se utilizó un diodo Schottky C6D06065A de la marca CREE, la cual se extrajeron los datos de interés de la tabla D.2.

Tabla D.2: Características eléctricas y térmicas del diodo C6D06065A

Parámetros estáticos		
Símbolo	Valor	Unidad
V_F	1,27	V
I_F	3.07	A
I_R	1,20E-04	A
Parámetros Térmicos		
T_{jmax}	175	°C
T_a	25	°C
R_{ja}	40	°C/W
R_{jc}	2,05	°C/W

Para el diodo, solo se obtiene la pérdida por conducción la cual está dada por :

$$P_{cond} = (D \cdot V_o \cdot I_R) + ((1 - D) \cdot V_F \cdot I_F)$$

Por lo tanto la pérdida de este diodo es de:

$$P_{cond} = (0,667 \cdot 400V \cdot 1,20e - 4V) + ((1 - 0,667) \cdot 1,27V \cdot 3,07A)$$

$$P_{cond} = 1,3W$$

D.3. Cálculo del disipador

Para determinar si el componente requiere de un disipador, se ocupa los parámetros térmicos de la tabla D.1 para el MOSFET y la tabla D.2 para el diodo, dicho cálculo es el mismo para ambos componentes por lo que solo se mostrará la del MOSFET:

D.3.1. Pérdida del MOSFET sin disipador

La Pérdida del MOSFET sin disipador P_{sinHS} está dada por:

$$P_{sinHS} = \frac{T_{jmax} - T_a}{R_{ja}}$$

entonces, utilizando los datos de la tabla D.1 se tiene:

$$P_{sinHS} = \frac{150^{\circ}C - 25^{\circ}C}{40^{\circ}C/W} = 3,125W$$

Por lo tanto para saber si se ocupa disipador, si la pérdida total del MOSFET (P_{total}) es mayor que P_{sinHS} entonces se requiere disipador para poder mantener la temperatura de unión menor a 150°C.

En este caso como $P_{total} = 8,06\text{W} > P_{sinHS} = 3,125^\circ\text{C}$, se necesita disipador la cual se puede calcular encontrando la resistencia térmica R_{th} que está dada por:

$$R_{th} = \frac{T_{jmax} - T_a}{P_{total} - R_{jc}}$$

$$R_{th} = \frac{150^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}}{8,06\text{W} - 2,3^\circ\text{C/W}} = 13,2^\circ\text{C/W}$$

Por lo tanto para poder garantizar que la temperatura de unión del MOSFET sea menor a 150°C , se requiere de un disipador menor o igual a $13.2\text{ }^\circ\text{C/W}$. Este mismo parámetro es el que se ocupa para buscar el disipador que se necesite a la hora de comprarlo.

D.4. Cálculo de pérdidas en el MOSFET del convertidor puente H

Las pérdidas del MOSFET C3M0120090D utilizado en el diseño del puente H, se pueden obtener un cálculo a partir de los datos de la tabla D.3.

Tabla D.3: Características eléctricas y térmicas del MOSFET (C3M0120090D) obtenida de la hoja del fabricante.

Parámetros estáticos		
Símbolo	Valor	Unidad
$R_{DS(on)}$	120	$m\omega$
$i_{d(rms)}$	4.97	A
D	0,6	%
Parámetros de conmutación		
E_{on}	176	uJ
E_{off}	36	uJ
E_{total}	212	uJ
f_{sw}	5	kHz
Parámetros Térmicos		
T_{jmax}	150	$^\circ\text{C}$
T_a	25	$^\circ\text{C}$
R_{ja}	40	$^\circ\text{C/W}$
R_{jc}	1.3	$^\circ\text{C/W}$

Las pérdidas por conducción está dada por:

$$P_{cond} = R_{ds} \cdot (I_{drms})^2$$

Sustituyendo las variables de la ecuación entonces:

$$P_{cond} = 120 \text{ m}\Omega \cdot (5)^2 = 3 \text{ W}$$

La Pérdida por commutación está dada por:

$$P_{sw} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_{sw}$$

Utilizando los datos de la hoja del fabricante entonces :

$$P_{sw} = (176 \mu J + 36 \mu J) \cdot 5000 \text{ Hz} = 1,06 \text{ W}$$

Por lo tanto la pérdida total de cada MOSFET es de

$$P_{total} = 4,06 \text{ W}$$

Bibliografía

- [1] Josep P Baburaj K Vassilos G. "Evaluation of DC-link Decoupling Using Electrolytic or Polypropylene Film Capacitors in Three-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverters". En: *IEEE* (). URL: <https://core.ac.uk/download/pdf/41773263.pdf>.
- [2] Laszlo Balogh. *Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits*. 2017. URL: https://www.ti.com/lit/ml/slua618a/slua618a.pdf?ts=1612015225492&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F.
- [3] Dr Roberto C. *Atenuación de ruidos en circuitos electrónicos*. 2000.
- [4] Daniel W. Hart. *Powe Electronics*. 2da. McGraw-Hill, a business unit of The McGraw-Hill Companies, Inc. 1221 Avenue of the Americas, New York, NY 10020, EE.UU., 2011.
- [5] Texas Instrument. *Basic Calculation of an Inverting Buck-Boost Power Stage*. 2017. URL: https://www.ti.com/lit/an/slva721a/slva721a.pdf?ts=1612466531252&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F.
- [6] Texas Instrument. *Best Practices for Board Layout of Motor Drivers*. 2019. URL: <https://www.ti.com/lit/an/slva959a/slva959a.pdf?ts=1612541416042>.
- [7] Texas Instrument. *LC Filter Design*. 2016. URL: https://www.ti.com/lit/an/slaa701a/slaa701a.pdf?ts=1612540421117&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F.
- [8] Texas Instrument. *TI Designs Compact, Half-Bridge, Reinforced Isolated Gate Drive Reference Design*. 2016. URL: https://www.ti.com/lit/ug/tiducg2/tiducg2.pdf?ts=1612284879260&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Ftool%252FTIDA-01159.
- [9] Texas Instrument. *UCC53x0 Single-Channel Isolated Gate Drivers*. 2017. URL: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc5390.pdf?ts=1612236896366&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FUCC5390%253FkeyMatch%253DUCC5390%2526tisearch%253DSearch-EN-everything%2526usecase%253DGPN.
- [10] Gregory Joel E. "Efficient Design in a DC to DC Converter Unit". En: *NASA* (2002). ISSN: 2002-211804. URL: <https://ntrs.nasa.gov/api/citations/20020083039/downloads/20020083039.pdf>.
- [11] Walt Kester. *Practical Power Solutions*. 2009. URL: <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/design-handbooks/Practical-Power-Solutions/Section4.pdf>.
- [12] WILLIAM P. NED M. TORE M. *POWER ELECTRONICS Converters, Applications, and Design*. 3 Ed. JOHN WILEY & SONS, INC., 2003.

- [13] ROHM. *DC/DC Converter: PCB Layout and Selection of Peripheral Parts*. 2016. URL: https://pages.rohm.com/Tech_download12_En.htmlF.