

UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA

Memoria de Título

Diseño de Convertidor de Potencia para fines educacionales

Memoria para optar al título de
Ingeniero Civil Electrónico

Alumno

Felipe Antonio Rojas Monrroy

Profesor Supervisor

Dr. Marcelo Pérez Leiva

Comisión Co-Referente

Ing. Alejandro Peralta

6 de Julio, 2026, Valparaíso, Chile



CONSTANCIA DE VALIDACIÓN Y CONFIDENCIALIDAD DE MONOGRAFÍA A REPOSITORIO ACADÉMICO

1.- IDENTIFICACIÓN DEL TRABAJO ACADÉMICO

Tipo de monografía (marcar una opción): ☒ Memoria o trabajo de título ☐ Tesis de Postgrado

Título del trabajo: Diseño de Convertidor de potencia para fines educacionales

Nombre del candidato(a): Felipe Antonio Rojas Monroy

Carrera / Grado: Ingeniería Civil Electrónica

Campus: Casa Central Departamento: Departamento de Electrónica

2.- VALIDACIÓN DEL PROFESOR GUÍA/DIRECTOR DE TESIS

Yo, Marcelo Perez Leiva, en mi calidad de profesor(a) guía/director(a) del trabajo académico mencionado anteriormente **DEJO CONSTANCIA** que:

- He revisado esta versión del documento y corresponde a la versión final aprobada del trabajo.
- El trabajo cumple con los requisitos académicos y de formato establecidos por la institución.

3.- EVALUACIÓN DE CONFIDENCIALIDAD POR PROPIEDAD INDUSTRIAL (marcar una opción)

☒ El trabajo **NO contiene** información que amerite confidencialidad y puede ser publicado de inmediato en repositorio con acceso abierto.

☐ El trabajo **CONTIENE** información con potenciales implicancias de propiedad industrial o intelectual y requiere un periodo de confidencialidad (**embargo**) por (marcar una opción):

☐ 6 meses ☐ 12 meses ☐ 2 años ☐ 3 años ☐ 5 años ☐ 10 años

Fundamentación de la necesidad de confidencialidad (obligatorio si se solicita embargo):

4.- FIRMAS

Profesor(a) guía o director(a) de memoria o tesis:

Fecha: 28/08/2026 Firma: 

Estudiante o Candidato(a):

Fecha: 28/08/2026 Firma: 

Este formulario debe ser insertado como página 2 de la memoria o tesis, completado y firmado por estudiante y profesor(a) antes de la entrega en portal PRISMA de Biblioteca USM.

*La verdad ilumina la mente, pero no
siempre traerá felicidad a tu corazón.
- Capitán Rex*

*A mis padres, por entregarme la
herencia más valiosa, la educación.
Esto es por ustedes*

AGRADECIMIENTOS

EN PRIMER lugar, quisiera entregar mi agradecimiento a mi profesor supervisor, Marcelo, con el cual desarrollé esta idea y me fue guiando en la mayoría de los pasos iniciales del proyecto, muy feliz de haber colaborado con una persona tan importante como él. Luego agradecer a mi profesor co-supervisor, Alejandro, el cual es la segunda vez que colaboramos juntos en un proyecto y me alegro de haber sido su estudiante y agradecido enormemente de todas sus enseñanzas técnicas y de vida.

Luego agradecer a mi familia en general que siempre han estado pendientes de mí y han estado ahí cuando les he necesitado. A mis padres, Hugo y María que a ellos les debo todo este esfuerzo, ellos desde un principio confiaron en mí y todos los frutos de mi camino profesional es por ellos. Gracias a ellos no olvido de donde vengo y me entrega la humildad que necesito para no alejarme del camino. A mi hermano Eduardo, que es la persona que más me puede entender en este mundo, porque con él llegué a esta vida y por más que la distancia nos separó por casi 5 años, siempre me sentí acompañado de él. A mi hermano Hugo y su esposa Irina, que siempre estuvieron para mí y fueron unas de las pocas personas que me entendieron en mi peor momento y eso siempre se los tendré agradecidos. A mi hermano Christian, del cual aprendí demasiado sobre este campo y del cual no estaría aquí para empezar, eres mi mayor admiración; y su esposa e hijo, Cheryl y Leonardo que fueron mi familia cercana aquí en la región y siempre pude apoyarme en ellos. A mi gatito Mishu, que siempre me esperaba en casa los días en que tenía descanso y podía volver a casa, para mí la sensación de volver y ver su carita al verme regresar y que me recuerde, fue lo más bonito de estos años y todo este esfuerzo igual es por él.

Finalmente, a mis amigos Vicente, Trinidad, Marco, Simón y Maximiliano, que me acompañaron durante casi 5 años en la carrera, estudiamos, pasamos tiempo de calidad juntos y sin ellos, no estaría aquí escribiendo estas palabras, ellos se convirtieron en la familia que encontré aquí y fueron mi cable a tierra, siempre les estaré agradecido. Y a mis compañeros de carrera y ayudados que conocí por todos estos años, siempre me entregaban un saludo o me acompañaban en una palabra y eso fue muy enriquecedor para mí.

Felipe Antonio Rojas Monrroy

RESUMEN

HOY EN DÍA, las experiencias prácticas del laboratorio de Electrónica Industrial se verían enormemente beneficiadas al disponer de una estructura de convertidor segura y didáctica, que permita configurar distintas topologías y facilite el aprendizaje de los estudiantes. En este trabajo de título se presenta el diseño y la implementación de un convertidor de potencia de puente completo (full-bridge) concebido específicamente para mejorar los módulos existentes, priorizando en todo momento la protección del usuario y del equipo. El diseño propuesto se fundamenta en la separación estricta de dos grandes bloques: la etapa de potencia y la etapa de manejo de disparos. En la potencia, el sistema maneja un bus DC, apoyado por un condensador DC-link y emplea un módulo encapsulado con cuatro semiconductores IGBT, lo que minimiza la inductancia parásita. Por su parte, la etapa de control opera aislada galvánicamente, utilizando receptores de señales PWM por fibra óptica para asegurar la inmunidad frente al ruido electromagnético y fuentes independientes para cada gate driver. Para garantizar la integridad del convertidor frente a errores de operación en el laboratorio, se desarrollaron lógicas de conmutación mediante dos modos de funcionamiento seleccionables a través de un switch mecánico. El modo complementario inyecta de forma analógica un tiempo muerto fijo, mientras que el modo independiente utiliza compuertas lógicas (AND/NOT) para bloquear físicamente el encendido simultáneo de los transistores de una misma rama, previniendo cortocircuitos cruzados. Todo este modelado matemático y de simulación se materializó en el diseño de una placa de circuito impreso (PCB), aplicando rigurosas reglas de espaciado eléctrico para separar los planos de potencia de los de disparo. Finalmente, se llevó a cabo la validación experimental con pruebas a 30 V; los resultados de voltaje y corriente sobre una carga RLC confirmaron que el equipo físico replica con gran exactitud el comportamiento proyectado en las simulaciones, consolidando una plataforma confiable para la docencia.

Palabras Claves

Convertidor de potencia, Puente completo (Full-bridge), Electrónica educacional, Aislamiento galvánico, Módulo IGBT, Tiempos muertos, Diseño de PCB.

ABSTRACT

NOWADAYS, practical experiences in the Industrial Electronics laboratory would greatly benefit from having a safe and educational converter structure that allows configuring different topologies and facilitates student learning. This degree thesis presents the design and implementation of a full-bridge power converter specifically conceived to improve existing modules, prioritizing user and equipment protection at all times. The proposed design is based on the strict separation of two main blocks: the power stage and the gate driving stage. In the power stage, the system handles a DC bus supported by a DC-link capacitor and employs an encapsulated module with four IGBT semiconductors, which minimizes parasitic inductance. For its part, the control stage operates with galvanic isolation, utilizing fiber optic PWM signal receivers to ensure immunity against electromagnetic noise, and independent power supplies for each gate driver. To guarantee the converter's integrity against operational errors in the laboratory, switching logics were developed through two operating modes selectable via a mechanical switch. The complementary mode analogically injects a fixed dead time, while the independent mode uses logic gates (AND/NOT) to physically block the simultaneous turn-on of transistors in the same leg, preventing cross-conduction short circuits. All this mathematical and simulation modeling was materialized in the design of a printed circuit board (PCB), applying strict electrical spacing rules to separate the power planes from the driving planes. Finally, experimental validation was carried out with tests at 30 V; the voltage and current results on an RLC load confirmed that the physical equipment highly accurately replicates the behavior projected in the simulations, consolidating a reliable platform for teaching.

Keywords

Power converter, Full-bridge, Educational electronics, Galvanic isolation, IGBT module, Dead time, PCB design.

ÍNDICE

AGRADECIMIENTOS	I
RESUMEN	II
ABSTRACT	III
ÍNDICE DE FIGURAS	VI
ÍNDICE DE TABLAS	VIII
1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. Estado del Arte	1
1.2. Objetivos	9
1.2.1. Objetivo General	9
1.2.2. Objetivos Específicos	9
1.3. Motivación	9
1.4. Contribución y Alcances	10
1.5. Resumen del Capítulo	10
2. CONVERTIDOR DE POTENCIA	11
2.1. Circuito del Convertidor	12
2.2. Gate Driver y Alimentación aislada	14
2.3. Modos de Operación	14
2.3.1. Modo de operación 1 o Complementario con Tiempo Muerto: . . .	14
2.3.2. Modo de operación 2 o Independiente sin Tiempo Muerto: . . .	15
2.4. Simulación	16
2.4.1. Modo Complementario	17
2.4.2. Modo Independiente	18
2.4.3. Pruebas con carga	19

2.5.	Consideraciones para el diseño	20
2.5.1.	Voltaje Alimentación auxiliar	20
2.5.2.	Receptores de señales PWM	20
2.5.3.	Reglas de Aislamiento	20
2.5.4.	Criterio Térmico	20
2.5.5.	Criterios de Seguridad	21
2.6.	Resumen del Capítulo	21
3.	DISEÑO DE LA PCB	22
3.1.	Diseño de Potencia	22
3.2.	Diseño de Circuito de Disparo	26
3.3.	Diseño de PCB	35
3.4.	Resumen del capítulo	39
4.	IMPLEMENTACIÓN	40
4.1.	Diseño finalizado en la PCB	40
4.2.	Pruebas de Alimentación	41
4.2.1.	Pruebas de voltaje de alimentación Principal	41
4.2.2.	Pruebas de voltaje de alimentación Auxiliar	42
4.3.	Pruebas de Voltaje	43
4.3.1.	Pruebas de modo independiente	44
4.3.2.	Pruebas de modo complementario	46
4.3.3.	Pruebas de voltaje de salida	49
4.4.	Pruebas de Corriente	51
4.4.1.	Pruebas de corriente de entrada	52
4.4.2.	Pruebas de corriente de salida	53
4.5.	Resumen del capítulo	53
5.	CONCLUSIONES	54
5.1.	Resumen	54
5.2.	Conclusiones	55
5.3.	Trabajo Futuro	55
BIBLIOGRAFÍA		57

Índice de figuras

1.1. Tarjeta PEH4010 - Imperix	2
1.2. Tarjeta SPM-FB - Taraz Technologies	3
1.3. Convertidor Semiteach-IGBT - Semikron	4
1.4. Tarjeta UCC28950evm-442 - Texas Instruments	5
1.5. Tarjeta EVAL3k3WLLCHBCFD7 - Infineon	6
1.6. Tarjeta NEVB-HB-GAN111-650WSB - Nexperia	7
1.7. Tarjeta 4kW dsPCI33C PS FB - Microchip	8
2.1. Esquema del convertidor de potencia	12
2.2. Circuito Convertidor de Potencia	13
2.3. Esquema modo de operación complementario	15
2.4. Esquema modo de operación independiente	15
2.5. Esquema de conexión entre los modos de operación	16
2.6. Simulación modo complementario y tiempo muerto	17
2.7. Señales de disparo simuladas	18
2.8. Simulación modo independiente	18
2.9. Señales de disparo simuladas	19
2.10. Comparación Voltaje de Salida	19
3.1. Diagrama de bloques, etapa de potencia	22
3.2. Componente 1017503 para conectores	23
3.3. Componente SK15GH063 para convertidor de potencia	24
3.4. Componentes como condensador DC-link	25
3.5. Componente MFR200FRF73-100k	25
3.6. Diseño del esquemático, etapa de potencia	26
3.7. Diagrama de bloques de la etapa de manejo de disparos	26
3.8. Componente PBT02F05S15 para alimentación independiente	27
3.9. Red RC para carga y descarga condensador de compuerta - emisor	28

3.10. Voltaje, corriente y potencia en modo Carga del condensador	29
3.11. Componente NCV51152BADR2G para gate driver	30
3.12. Componente HFBR-0500ETZ para conector fibra óptica	31
3.13. Circuito generador de tiempo muerto	32
3.14. Componente 74VHCT04FT para NOT	33
3.15. Componente 74HC08T14-13 para AND	33
3.16. Componente CAS-220TB para Switch seleccionador	34
3.17. Dibujo Circuito de disparos 1	34
3.18. Dibujo Circuito de disparos 2	34
3.19. Diseño de tarjeta parte de potencia	36
3.20. Diseño de tarjeta parte de disparos	36
3.21. Diseño 3D cara Superior	37
3.22. Diseño 3D cara Inferior	37
3.23. Capa de cobre en cara Superior	38
3.24. Capa de cobre en cara Inferior	39
4.1. Diseño final tarjeta PCB	40
4.2. Diseño final tarjeta PCB junto con componentes	41
4.3. Set up medición alimentación principal	42
4.4. Mediciones de alimentación principal	42
4.5. Medición de alimentación auxiliar	43
4.6. Forma de medir la alimentación auxiliar	43
4.7. Prueba de modo independiente, forma 1	44
4.8. Señal conmutada S3, forma 2 en modo independiente	45
4.9. Set up para mediciones de entrada en modo independiente	45
4.10. Señales conmutadas en modo independiente	46
4.11. Medición de tiempo muerto en una rama del convertidor	46
4.12. Medición de tiempo muerto en una rama del convertidor	47
4.13. Cambio de señal PWM hasta señal de disparo	47
4.14. Captura de señales de disparo	48
4.15. Conexión para mediciones de señales de disparo	48
4.16. Zoom en el tiempo muerto con el convertidor completo	49
4.17. Voltaje medido en la salida	50
4.18. Voltaje medido en condensador de la carga	50
4.19. Conexión medición de voltaje de salida B y entre salidas	51
4.20. Conexión medición de voltaje de carga	51
4.21. Set up mediciones de corriente	52
4.22. Corriente de entrada	52
4.23. Medición de corriente en la salida	53

Índice de tablas

1.1. Tabla Resumen de convertidores en el mercado actual	8
2.1. Parámetros de Diseño	13
2.2. Tabla de verdad de modo complementario	15
2.3. Tabla de verdad de modo independiente	16
2.4. Parámetros de Simulación	17
4.1. Parámetros de Prueba	49

INTRODUCCIÓN

ACTUALMENTE, el laboratorio de Electrónica Industrial cuenta con seis experiencias de aprendizaje de los cuales en cada una se destaca la seguridad de estos módulos o convertidores de potencia, como los rectificadores o el inversor trifásico de 1 kW. Sin embargo, estas experiencias se verían beneficiadas al tener una estructura de convertidor segura y didáctica, que permita configurar convertidores dc-dc, Puente completo, Semi-puente, Puente trifásico e incluso convertidores multinivel. En este trabajo de título se realiza el diseño de uno de estos sistemas, teniendo una esencial consideración en la seguridad de los estudiantes, la flexibilidad de la configuración, la facilidad para realizar mediciones y la conexión con plataformas de control. Para tratar de cuantificar este problema se estudiará como es el mercado actual de convertidores de potencia con fines educativos y se aplicarán algunas consideraciones para ver si se puede mejorar en un diseño propuesto.

1.1. Estado del Arte

Dentro de los fabricantes con tarjetas educativas, tenemos tres: Imperix, Taraz Technologies y Semikron. De las marcas con tarjetas industriales tenemos: Texas Instruments, Infineon, Nexperia y Microchip. Para poder hacer una evaluación de lo que necesitará incluir el diseño de la tarjeta del convertidor, necesitamos hacer un análisis de los componentes importantes, tipos de conexiones y determinantes que contienen dichas tarjetas de estos fabricantes, además se evaluarán las ventajas y desventajas de cada opción.

- **Imperix - PEH4010 [1]:** Los conectores alimentación principal de potencia de Voltaje en corriente continua (V_{dc}) y los Voltajes de salida en corriente alterna usan conectores tipo M4. Este tipo de conectores es confiable y estable, pero requiere de utilizar un tornillo de esa escala. Los conectores de alimentación usa un conector MTA

100 de 3 pines, de un nivel de voltaje de 5 V, que son necesarios para alimentar al resto de circuitos lógicos. Los conectores de entrada para control de las conmutaciones por PWM de este modelo son realizados por fibra óptica.

La protección de esta tarjeta se realiza de manera digital usando dos microcontroladores y un dispositivo de lógica programable, esto permite la exclusión de un fusible de corriente en el circuito de potencia, ya que usa componentes encapsulados que se encargan de administrar el manejo de protecciones eléctricas. Tiene una protección de sobre tensión en el banco de condensadores, si la tensión en ese punto supera el umbral de 420 V; una protección de sobre corriente en la salida, si en ese punto existe una corriente mayor a 25 A. Además, presenta una protección de bajo voltaje en la alimentación externa, si es que está fuera del rango entre 4.5 V y 5.5 V. Tiene una aislación eléctrica entre las etapas de potencia y las de disparo, por medio de un espacio físico en la tarjeta.

La tarjeta presenta un LED de alimentación externa de los 5 V. Además, presenta seis LED's de visualización de los seis errores que la tarjeta está diseñada para medir. Los errores que se pueden medir son: OV o sobre tensión —por su sigla en inglés *Over Voltage*—, OC o sobre corriente — en inglés *Over Current*—, DSAT, Temp —sobre temperatura—, Rem, Fuente. Esta tarjeta tiene medición de corriente de salida usando el componente Allegro ACS709-20 y también tiene medición de temperatura usando el modelo NTC. Finalmente, la única medición que tiene es mediante un conector RJ45 que entrega datos de voltaje dc y corriente de salida, como retroalimentación para el lazo de control.

La ventaja principal de este modelo es el sistema de ilustración de errores, y la cantidad de datos que se pueden obtener, pero la desventaja que tiene es su alto valor de mercado, con un precio de 300 USD por unidad.

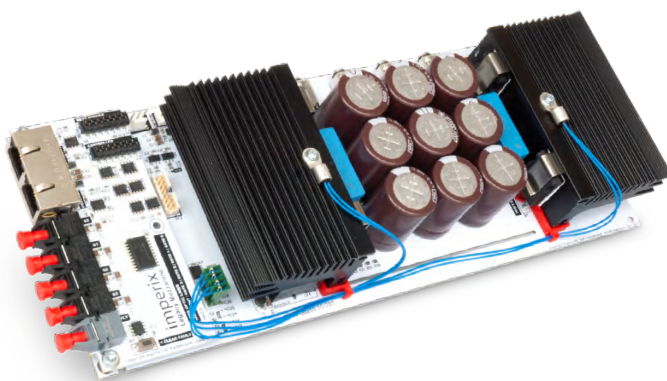


Figura 1.1: Tarjeta PEH4010 - Imperix

- **Taraz Technologies - SPM-FB [2]:** Su modelo de convertidor de un *half bridge* está como un modelo de una experiencia actual del laboratorio. Pero se analizará su modelo de *full bridge* que usa conectores tipo bloques atornillables o tipo banana, siendo una elección del usuario elegir la conexión de alimentación principal. Ambos tipos de conectores son seguros y estables. Para la alimentación auxiliar tiene una bloque de terminal atornillable con un nivel de tensión de 15 V. Las señales de PWM de esta tarjeta serán proporcionadas por un conector de tipo pines.

La protección de esta tarjeta es tanto analógica como digital. La parte de protección analógica la establece la presencia de un fusible de corriente de 12 A, indicando que la protección sobre corriente está configurada para ese límite. Presenta una protección de sobre tensión para niveles mayores a 370 V. Esta tarjeta además, presenta protección de cortocircuito aislada y protección de bajo voltaje de alimentación el cual es monitoreado por los módulos *drivers* de la tarjeta. Tiene una aislación eléctrica entre las etapas de potencia y las de disparo, por medio de un espacio físico en la tarjeta.

Esta tarjeta tiene un LED de alimentación externa indicando con Power. Además, tiene 8 LED's de errores de las entradas, salidas, DIS y FLT. No presenta sensores de temperatura o de corriente, pero si tiene diversos puntos de medición usando conectores de *test points* tipo loop, en puntos importantes como, en la potencia se puede medir el bus DC y salidas, además de algunas mediciones en el circuito lógico de la tarjeta.

La ventaja de este modelo es su familiaridad y seguridad con la experiencia del laboratorio, pero su desventaja es que los *test points* en la parte lógica del circuito están demasiado juntos entre sí.



Figura 1.2: Tarjeta SPM-FB - Taraz Technologies

- **Semikron - Semiteach IGBT [3]:** Este modelo de convertidor trifásico se encuentra activo como una experiencia en el laboratorio, tiene unos conectores de potencia tipo banana de seguridad externa. Los conectores de alimentación auxiliar también son de tipo banana de seguridad externa. Las señales de PWM están entregadas mediante conectores tipo Coaxial.

La protección de la tarjeta es Analógica y Digital. Tiene una protección de sobre tensión para niveles mayores a 800 V, aplicada por el Driver. Este también cuenta con protección de sobre corriente de 30 A y es realizada de manera digital, puesto que no se especifica la presencia de un fusible en la hoja de datos [3]. El driver también cuenta con protección de bajo voltaje de entrada. Esta tarjeta tiene protección de cortocircuito aislada y tiene una aislación eléctrica entre la etapa de potencia con la de disparo, por medio de un espacio físico en la tarjeta. En cuanto a indicadores, tiene presencia de un LED de indicación de alimentación auxiliar, además de un LED de error. Este modelo cuenta con sensores de temperatura, pero no de corriente. Finalmente, para mediciones intermedias tiene conectores tipo banana para algunas señales.

Además, la ventaja de este modelo es la inclusión de un acrílico protector que separa al usuario ante cualquier contacto físico que implique transferencia de calor o energía eléctrica. Pero la desventaja de este modo de funcionamiento es la poca cantidad de puntos de medición que tiene y medir puntos intermedios del convertidor.

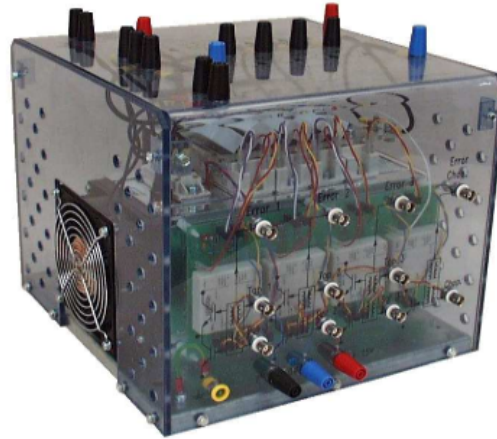


Figura 1.3: Convertidor Semiteach-IGBT - Semikron

- **Texas Instruments - UCC28950EVM-442 [4]:** Los conectores de alimentación principal de Voltaje continuo se usan conectores de Bloque terminal de 2 pines y tipo ojo de cobre para los Voltajes de salida alterna. Para la alimentación externa se ocupan conectores de pines a un nivel de voltaje de 12 V. El conector que se utiliza en esta

tarjeta para las señales PWM es un conector de pines tipo hembra.

Los circuitos y componentes de protección son puramente analógicos. Tiene protección de sobre corriente utilizando un fusible de potencia que soporta un umbral máximo de 2 A. En su respectiva hoja de datos [4] o guía de usuario no se describe la presencia de algún componente o circuito de protección para sobre voltaje en la entrada principal. Tampoco se menciona la presencia de alguna protección de bajo voltaje de alimentación auxiliar. No presenta protección de corto circuito aislada. Finalmente, tiene una aislación eléctrica entre la etapa de potencia y la de disparo, por medio de un espacio físico en la tarjeta entre las 2 etapas.

En esta tarjeta no se ve la presencia de LED's de error, ni la presencia de algún LED de indicación de alimentación. Esta tarjeta no tiene sensor de temperatura, además de no tener algún tipo de control de la temperatura. En cuanto a medición de corriente de salida es medida empleando una resistencia de shunt externa. No se especifica la presencia de conectores para medición de señales intermedias.

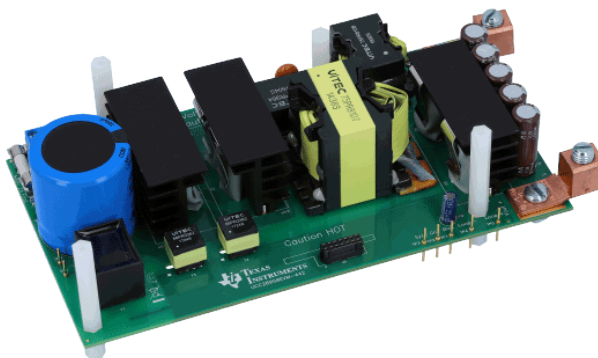


Figura 1.4: Tarjeta UCC28950evm-442 - Texas Instruments

- **Infineon - EVA-3K3W-LLC-HB-CFD7 [5]:** Este modelo comercial tiene conectores de bloques de terminales atornillable tanto para la entrada de Voltaje continuo como para la salida de Voltaje alterno. En el conector de alimentación auxiliar se ocupa un Terminal de bloque de 3 pines. En esta tarjeta, para las señales PWM usa un conector de pines tipo macho.

La protección de la tarjeta y del usuario se realiza tanto digital como analógica. La protección de sobre voltaje la realiza digitalmente con un sensor de voltaje en la salida y se activa con valores mayores a 60 V. La protección contra sobre corriente la realiza de manera digital, por lo que no tiene un fusible de potencia. Los módulos de disparo tiene una protección de bajo voltaje de alimentación. Incluye una protección

de cortocircuito aislada. Tiene aislación eléctrica entre las etapas de potencia y las etapas de disparo, por medio de un espacio físico en la tarjeta entre las 2 etapas.

Esta tarjeta tiene un LED de indicación de error, pero sin identificar específicamente el tipo de error. Incluye también un LED de indicación de alimentación auxiliar, designado como *Power Ok*. Tiene sensores de temperatura tipo NTC. Para los puntos de medición intermedia del convertidor tiene conectores tipo loop.



Figura 1.5: Tarjeta EVAL3k3WLLCHBCFD7 - Infineon

- **Nexperia - NEVB-HB-GAN111-650WSB [6]:** El modelo comercial tiene conectores *Wurth REDCUBE M3* para los conectores de Voltaje continuo y para los Voltajes de salida alternos. Para la conexión de alimentación auxiliar se tiene un bloque de terminales de 2 pines con un nivel de voltaje entre 10 V y 18 V. La conexión PWM se realiza por conectores SMA de ángulo recto.

La etapa de protección es realizada por medio del usuario, por lo que depende exclusivamente de los niveles de tensión y corriente para alimentar correctamente esta tarjeta. Esto condiciona a que no tiene protección de sobre corriente, de sobre voltaje, de cortocircuito aislado, de bajo voltaje de alimentación externa, pero sí tiene una protección de la aislación eléctrica por medio de un espacio físico en la tarjeta.

Esta tarjeta no incluye ningún LED de indicación de error, pero sí un LED de indicación de alimentación. No incluye sensor de temperatura ni medición de corriente de salida. Una ventaja de esta tarjeta a diferencia de los otros es la presencia de un circuito *snubber*. No se especifica en la hoja de datos la presencia de conectores de test point.



Figura 1.6: Tarjeta NEVB-HB-GAN111-650WSB - Nexperia

- **Microchip - 4kW dsPIC33C Phase-Shifted Full-Bridge DC-DC [7]:** El modelo comercial tiene conectores tipo tornillo M4 de 50 A para el Voltaje continuo y para los Voltajes de salida alternos tiene conectores REDCUBE 5x50 A. Para la conexión de alimentación auxiliar se tiene un conector tipo jack de 2.1 mm con un nivel de voltaje 12 V. La conexión PWM se realiza desde el microcontrolador incluido en la tarjeta de modelo dsPIC33CK.

La protección de la tarjeta y del usuario se realiza tanto digital como analógica. La protección de sobre voltaje la realiza digitalmente con un sensor de voltaje en la entrada de alimentación principal con un umbral de mayor a 950 V. La protección contra sobre corriente la realiza de manera analógica, usando un transformador de corriente que actúa sobre los 13 A. Además, tiene un fusible de potencia que se activa a los 5 A con 1000 V. Los drives presentes en esta tarjeta tienen protección de bajo voltaje realizado por driver. Tiene protección de cortocircuito aislada y su respectiva aislación de las etapas de potencia con las de control usando un espacio físico de separación entre ellas.

Esta tarjeta incluye dos LED's, uno de indicación de error y otro de indicación del estado; pero no tiene un LED de indicación de alimentación. Sí incluye sensor de temperatura con el modelo MCP8701AT y medición de corriente de salida usando una resistencia tipo Shunt. Una ventaja de esta tarjeta a diferencia de otros es la presencia de un circuito *snubber*. Para los puntos de prueba, tiene conectores tipo loop.



Figura 1.7: Tarjeta 4kW dsPCI33C PS FB - Microchip

En la siguiente tabla 1.1 se ve un resumen de las principales características de los tres primeros modelos de convertidor para fines educativos en el mercado actual.

Parámetro	Imperix	Taraz	Semikron
Alimentación Principal	Tornillo M4	Bloque atornillable	Tipo Banana
Conector Salida	Tornillo M4	Bloque atornillable	Tipo Banana
Nivel de Voltaje	400 V	350 V	750 V
Nivel de Corriente	10 A	No especificado	30 A
Alimentación Auxiliar	MTA 100	Bloque J4	Tipo Banana
Nivel de Voltaje	4.2 - 5.8 V	13 - 17 V	14.4 - 15.6 V
Nivel de Corriente	No especificado	100 - 300 mA	20 - 290 mA
Conector PWM	Fibra optica	Conector de pines	BNC
Protección	Digital	A / D	Analógico
Sobre Voltaje	Divisor y Sensor	Diodo TVS	Brake Chopper
Nivel Sobre voltaje	420 V	370 V	800 V
Sobre Corriente	Sensor	Fusible	Fusible
Nivel Sobre corriente	25 A	12 A	30 A
Bajo Voltaje Aux.	MCU	Gate Driver	No
Pr. Cortocircuito	No	Si (GD)	Si (IGBT)
Aislación Galvánica	Si	Si	Si
LED's error	6	1	0
LED Alim. Aux.	Si	Si	No
Sensor Temperatura	Si	No	Si
Conector TP	Rj45	Conector Loop	No

Tabla 1.1: Tabla Resumen de convertidores en el mercado actual

1.2. Objetivos

1.2.1. Objetivo General

El objetivo general de esta memoria de título es diseñar un convertidor de potencia con requerimientos necesarios para ser operado en un entorno de laboratorio para fines educativos.

1.2.2. Objetivos Específicos

Los objetivos específicos para lograr el objetivo general de este trabajo vienen dados por

1. Diseñar e implementar en una placa de circuito impreso (PCB) un convertidor de potencia de topología puente H dimensionado para operar con un bus DC de 400 V.
2. Desarrollar una etapa de disparo y control a 5 V que integre recepción de señales PWM por fibra óptica, aislamiento galvánico y dos modos de operación lógicos (independiente y complementario) que aseguren un tiempo muerto fijo de 500 ns para los semiconductores IGBT.
3. Validar experimentalmente el funcionamiento de la placa electrónica en un entorno de laboratorio bajo condiciones seguras, limitando el voltaje de la alimentación principal a 30 V DC.
4. Evaluar la respuesta de conmutación y las señales de salida del convertidor mediante la medición de voltajes y corrientes al someter la placa a una carga pasiva RLC (inductor de 3 mH, condensador de 4700 μ F y resistencia de 5 Ω)

1.3. Motivación

La motivación para realizar este trabajo de título es lograr un diseño de un convertidor de potencia en una tarjeta electrónica de acuerdo a los siguientes hitos de comparación:

- Diseño Seguro: El diseño de la tarjeta debe ir sintonía con los lineamientos de seguridad que un entorno de laboratorio y de educación requiere.
- Diseño Didáctico: El diseño debe ser simple de identificar a primera vista en un entorno de aprendizaje.
- Diseño de Bajo costo: El diseño propuesto debe significar que puede superar la brecha de diferencia entre costos comerciales de diseños de este tipo.

1.4. Contribución y Alcances

El principal aporte de este trabajo es la entrega de una plataforma de hardware funcional y segura que acorta la brecha entre la teoría y la práctica en la enseñanza de la electrónica de potencia. Al disponer de un convertidor físico en el laboratorio, los estudiantes pueden visualizar y medir fenómenos transitorios reales, fortaleciendo su comprensión de las topologías fundamentales. Además, el proyecto documenta un flujo de trabajo de ingeniería profesional, desde la simulación del circuito hasta el diseño y ruteo avanzado de la placa.

El proyecto abarca el ciclo completo de hardware del convertidor, comenzando con el dimensionamiento de componentes y la simulación termoelectrónica teórica. Posteriormente, comprende el desarrollo esquemático y el ruteo de la placa de circuito impreso, aplicando reglas estrictas de diseño para media - alta frecuencia e integración de etapas de aislamiento para las señales de compuerta.

En cuanto a la implementación, el alcance incluye la gestión de la manufactura de la placa, el ensamblaje de sus componentes y la validación funcional en un entorno de laboratorio. Estas pruebas de puesta en marcha se limitan a operar el equipo a niveles de tensión y potencia educacionales, enfocándose exclusivamente en confirmar la integridad de las señales de conmutación y la correcta modulación bajo condiciones seguras.

1.5. Resumen del Capítulo

El primer capítulo contextualiza la necesidad de mejorar la seguridad y la observabilidad en los módulos de potencia del laboratorio de Electrónica Industrial, fundamentando la creación de un diseño propio mediante un análisis comparativo de diversas soluciones comerciales. De esta manera, se define como objetivo principal el desarrollo de un convertidor didáctico que integre la tarjeta electrónica y sus respectivos *gate drivers*. Este diseño prioriza en todo momento la protección del estudiante mediante la implementación de aislación galvánica, señalética clara y barreras físicas protectoras.

CONVERTIDOR DE POTENCIA

CON BASE en el análisis de las especificaciones de los convertidores para entornos educativos, se pueden establecer algunas consideraciones para el convertidor derivadas de estas soluciones educativas comerciales, en pos de lograr un diseño que integre lo mejor de cada opción.

- Topología Convertidor: Dentro de las opciones estudiadas se sabe que las más comunes de convertidores utilizados fueron los *half-bridge* y los *full-bridge*, por lo que, en este caso se decidirá como parte del diseño, elegir un convertidor *full-bridge*.
- Manejo de conmutaciones: Dado que es muy importante eléctricamente que el convertidor no se cortocircuite entre sus semiconductores superiores e inferiores, se analiza la utilización de dos modos de operación, para diferenciar como se generan estas señales de conmutación.

El diseño del convertidor de potencia utilizado para esta memoria de título será explicado en la siguiente sección de este capítulo, pero primero resulta muy importante analizar las partes fundamentales de este sistema de conversión de potencia. En la figura 2.1, se puede diferenciar las dos etapas de este sistema siendo la Etapa de manejo de Disparos y la Etapa de Potencia.

La etapa de manejo de Disparos contiene:

- Alimentación Auxiliar: Es la encargada de proveer energía en la tarjeta a los componentes lógicos, receptores de señales PWM y alimentación en lado primario de los drivers de disparo y elevadores de voltaje.
- Receptores de señales PWM: Son los encargados de recibir las señales de anchos de pulso generados digitalmente y convertirlos en una señal analógica.

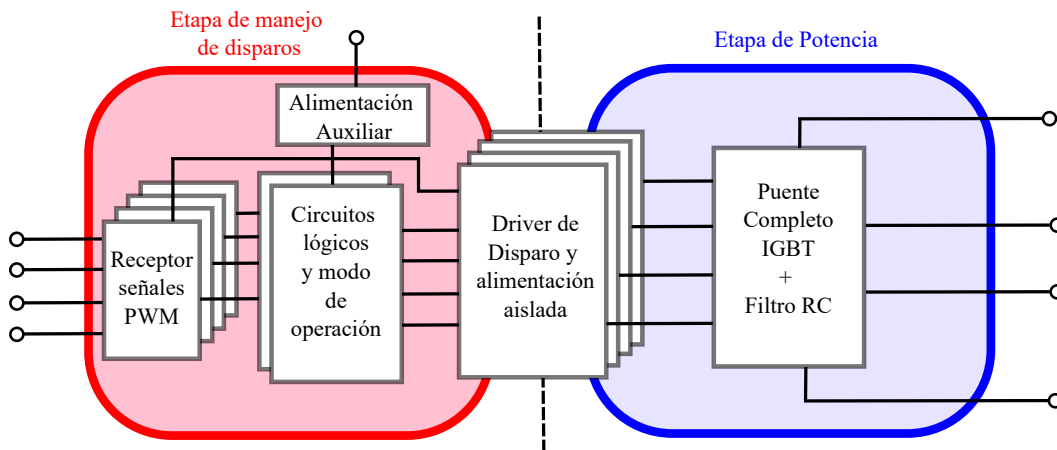


Figura 2.1: Esquema del convertidor de potencia

- Componentes lógicos: Este bloque agrupa todos los componentes que establecen la funcionalidad de los dos modos de operación en el convertidor.
- Modo de Operación: Este bloque se encarga de realizar la acción que determina la interacción con el humano, por lo que perfectamente puede ser un bloque con acción mecánica.
- Drivers de Disparo: La entrada de estos componentes provienen de la circuitería lógica y del modo de operación indicado, pero su salida actúa directamente en la etapa de potencia.
- Alimentación Aislada: Estos componentes se encargan de alimentar a cada módulo drive por separado y generar el retorno de los disparos de conmutación.

La etapa de Potencia contiene:

- Convertidor Puente Completo: Este bloque contiene los módulos IGBT y sus respectivos diodos en antiparalelo.
- Filtro RC: Este bloque compone al condensador de DC-link y además incluye una resistencia de descarga para este condensador.

2.1. Circuito del Convertidor

Para comenzar a diseñar este sistema de conversión de potencia, necesitamos tener en consideración la topología que se puede utilizar. En ese contexto, se usará el supuesto de reemplazar el convertidor ya existente en el laboratorio de electrónica de potencia, siendo un Semi-puente para emular un Convertidor Buck, pero usando un Puente Completo. En las

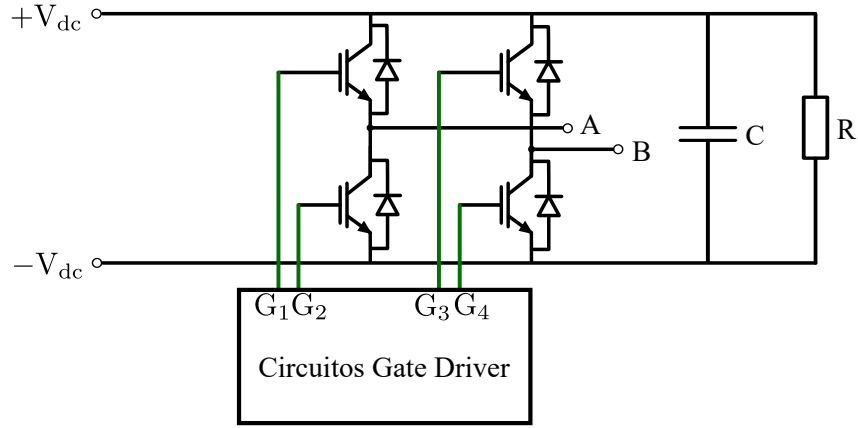


Figura 2.2: Circuito Convertidor de Potencia

simulaciones de esa experiencia se utilizan dos casos de estudio, uno con resistencia parásita en el inductor y otro sin la resistencia. Entonces si se pudiese hacer el mismo experimento, pero al mismo tiempo, se necesitaría un convertidor de Puente Completo, esta sería la razón de utilizarlo en este diseño, que se puede ver en la figura 2.2.

Los demás supuestos van a ser en los niveles de voltaje del bus DC, el valor de capacitancia del Condensador de DC-link y su respectiva resistencia de descarga. Entonces para el dimensionamiento de los componentes del convertidor se establecen estos parámetros de diseño:

Parámetro	Valor	Unidad
Voltaje Continuo (V_{dc})	400	V
Condensador DC-link (C_{dc})	1000	μF
Resistencia descarga ($R_{descarga}$)	100	$k\Omega$

Tabla 2.1: Parámetros de Diseño

Usando estos parámetros de la tabla 2.1 se puede calcular la potencia que se necesitará diseñar la resistencia de descarga y el tiempo en que se demorará en descargarse el condensador de DC-link.

$$P_R = \frac{V_{dc}^2}{R} \quad (2.1)$$

$$P_R = \frac{400^2}{100k} = 1,6W \quad (2.2)$$

$$T_{descarga} = R \cdot C_{dc} \quad (2.3)$$

$$T_{descarga} = 100k \cdot 1000\mu F = 100 \text{ seg} \approx 2 \text{ min} \quad (2.4)$$

2.2. Gate Driver y Alimentación aislada

Los circuitos generadores de las señales de disparo se encargan de elevar la señal PWM proveniente de los circuitos lógicos a un nivel de voltaje que sea capaz de ser leído por el convertidor de potencia, es por esto que se necesita la inclusión de módulos de alimentación que eleven el nivel de tensión lógica a un nivel de mayor nivel para el convertidor. Hacer esta transición entre un nivel bajo a otro mayor y con la necesidad de que cada nivel alto pueda tener su propio retorno, dependiendo de la ubicación de un determinado IGBT del convertidor, se hace necesario como requisito de diseño que los módulos de *gate driver* y su alimentación sean aisladas eléctricamente en su parte primaria de la secundaria.

2.3. Modos de Operación

Ya en la parte del manejo de disparos, se debe designar los modos de operación de los disparos de los IGBT, donde se realizará con compuertas lógicas. Una diferenciación en dos modos distintos de operación para el manejo de conmutaciones de semiconductores, será esencial para estudiar el comportamiento de la salida en ambos modos. Estos dos casos podrían realizarse fijando un ciclo de trabajo constante, ya que este será generado en otro dispositivo y las señales de PWM llegarán por otro medio, por lo que en los alcances de esta memoria de titulación no se verá casos de estudio con variación de ciclo de trabajo en el diseño de la PCB, solamente el generado por computadora. De la misma manera, no se podrán modificar los valores de tiempo muerto, debido a que en el capítulo siguiente se establecerá como parámetro de diseño un tiempo muerto fijo que irá en la tarjeta electrónica.

2.3.1. Modo de operación 1 o Complementario con Tiempo Muerto:

Este modo se establecerá como el modo en que las conmutaciones de los semiconductores superiores es contraria, negada o complementaria en comparación a los semiconductores inferiores. Al ser señales complementarias, es decir, la conmutación superior está en nivel alto y la inferior en nivel bajo, al realizar un cambio en la conmutación, hay un breve lapso de tiempo en que las dos conmutaciones están en alto, cortocircuitando el bus positivo con su parte negativa, siendo peligroso para un convertidor de este nivel de tensión y corriente. Por lo tanto, se vuelve obligatoria la necesidad de incluir bloques de tiempos muertos que protejan a los componentes y a los usuarios.

Los bloques de tiempo muerto serán establecidos dependiendo de los tiempos de encendido y apagado de los IGBT del convertidor. Esto porque en el caso de tener dos señales PWM en una rama de un puente completo, y si el tiempo de encendido es más rápido que el tiempo de apagado, el bus positivo con el negativo podrían cortocircuitarse. Los valores a utilizar de tiempo muerto dependerán del modelo de los IGBT a usar, que serán vistos en la sección 3.1 del capítulo 3. En la tabla 2.2 está los estados de las señales

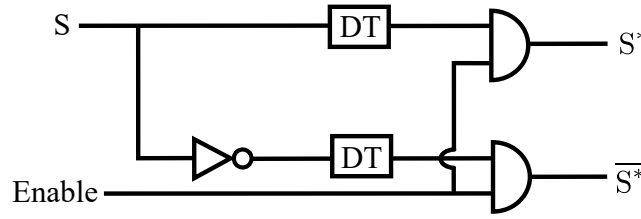


Figura 2.3: Esquema modo de operación complementario

S	Enable	S^*	$\overline{S^*}$
0	0	0	0
0	1	0	1
1	0	0	0
1	1	1	0

Tabla 2.2: Tabla de verdad de modo complementario

de conmutación del modo complementario, donde estos estados dependen de la señal de habilitación o *Enable*.

2.3.2. Modo de operación 2 o Independiente sin Tiempo Muerto:

Este modo de operación se establecerá como en el que la señal de conmutación de los IGBT superiores son diferentes de las señales de conmutaciones inferiores, siendo la clave de este modo que solo una de las dos señales de conmutación pueden estar en un nivel alto, para no cortocircuitar los buses positivo y negativo del convertidor. Este funcionamiento se abordará usando compuertas lógicas.

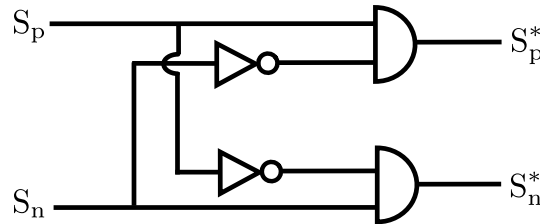


Figura 2.4: Esquema modo de operación independiente

Con esta configuración de compuertas lógicas, se tiene la tabla lógica de las señales PWM en el modo 2, como se ve en la tabla 2.3, mostrando así que solo un IGBT se encuentra encendido. Con este modo de operación se encargará de que no ocurra un cortocircuito en los buses del convertidor. Pero tiene la limitación de que el usuario en la etapa previa al manejo de Disparos, genere el desfase temporal pertinente en las señales de conmutación,

S_p	S_n	S_p^*	S_n^*
0	0	0	0
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	0	0

Tabla 2.3: Tabla de verdad de modo independiente

porque este modo debe respetar los tiempos de encendido y apagado de las compuertas de los semiconductores del módulo de convertidor de potencia que será visto en el capítulo 3.

Usando estos dos modos de operación se debe generar los respectivos circuitos de manejo de disparos, donde la relación que tienen estos modos son las señales, porque en el modo independiente la señal S_p corresponde a S y la S_n corresponde al Enable. Ya que ambos modos de operación actúan en paralelo se debe adicionar un selector que permita la ejecución de sólo unos de los modos. Esto entregaría 2 señales para cada semi-puente, por lo que se necesitará 2 para el puente H.

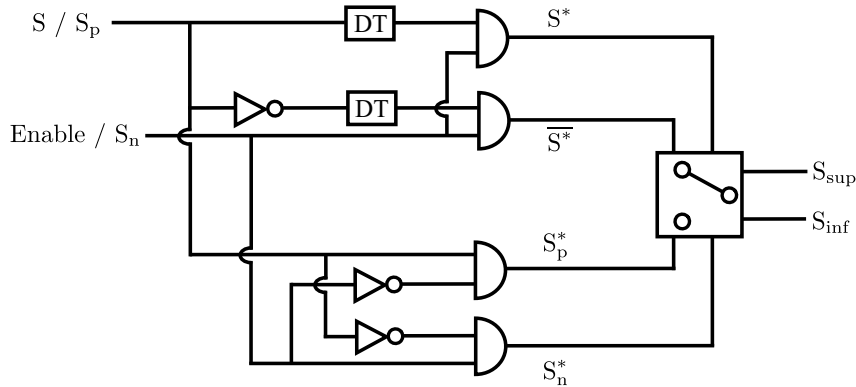


Figura 2.5: Esquema de conexión entre los modos de operación

2.4. Simulación

Antes de realizar las simulaciones se necesita especificar algunos parámetros para el convertidor, que serán utilizados como prueba de comparación. Si bien la tabla 2.1 indica los requisitos de la entrada de alimentación principal, se decidió usar valores según lo establecido por la experiencia real del laboratorio de electrónica, que se pueden ver en la tabla 2.4.

Parámetro	Valor	Unidad
Voltaje Continuo (V_{dc})	30	V
Frecuencia PWM (f_{PWM})	10	kHz
Tiempo muerto (t_{dt})	500	ns
Inductor carga (L_c)	3	mH
Condensador carga (C_c)	4700	μF
Resistencia carga (R_c)	5	Ω

Tabla 2.4: Parámetros de Simulación

2.4.1. Modo Complementario

Primero se simulará las etapas lógicas para verificar su funcionamiento. Como se menciona en la tabla 2.4 se tiene la generación de una señal de onda cuadrada con una frecuencia de 10 kHz, usando ciclos de trabajo de 50 %, bloques de tiempos muertos de 500 ns y una segunda señal de onda cuadrada con frecuencia de 100 Hz que sirve como habilitador de las señales complementarias. Esto se puede ver en la figura 2.6.

En la figura 2.6a se pueden ver como dependiendo de la frecuencia de la señal *Enable* A se encienden las señales de conmutación con el respectivo tiempo muerto aplicado que se muestra de los 500 ns en la figura 2.6b. En la figura 2.7 se pueden ver las 4 señales conmutadas, donde las señales de amarillo y verde, corresponden a las mismas señales vistas anteriormente y las señales de color azul y magenta son las señales conmutadas S3 y S4 del otro Semi-puente. Cabe destacar que las señales PWM entre los dos puentes tienen un desfase de 180 grados.

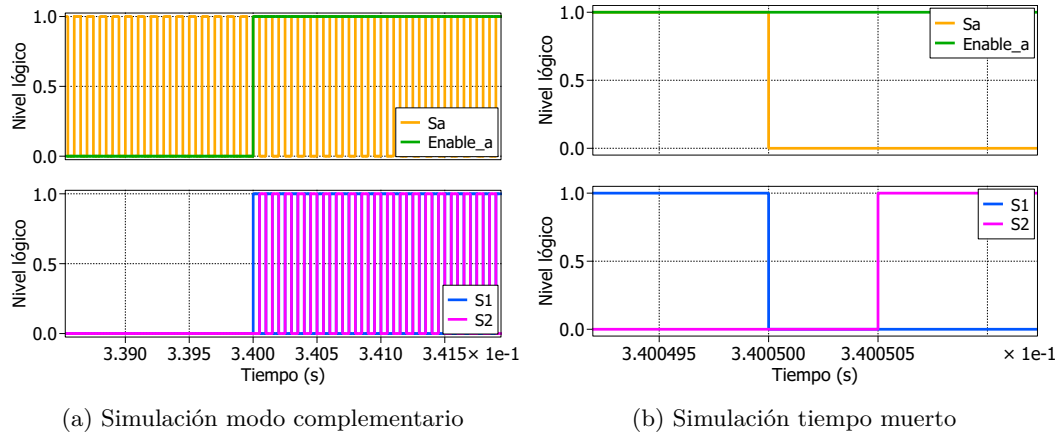


Figura 2.6: Simulación modo complementario y tiempo muerto

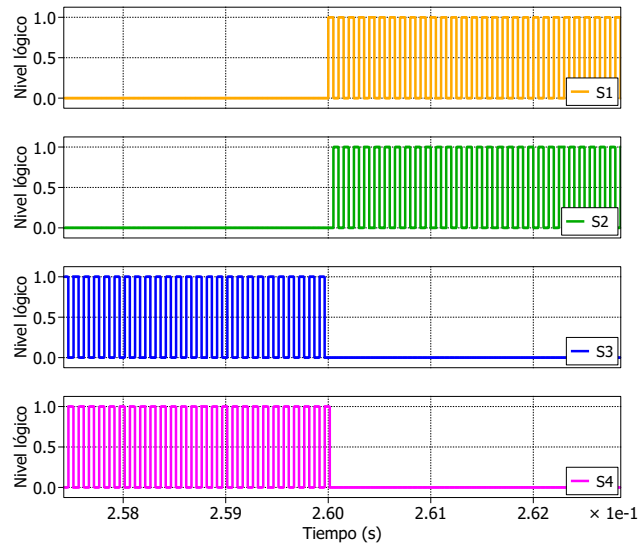


Figura 2.7: Señales de disparo simuladas

2.4.2. Modo Independiente

En el modo independiente se realizará la prueba usando dos señales PWM de 10 kHz con un desfase de 500 ns. Así se asegura que sean señales totalmente independientes y de acuerdo con la configuración utilizada en este modo. En la figura 2.8, se muestran las señales S_{ap} y S_{an} de color amarillo y verde, respectivamente; y en la salida de este modo las señales S1 y S2 de color azul y magenta, respectivamente.

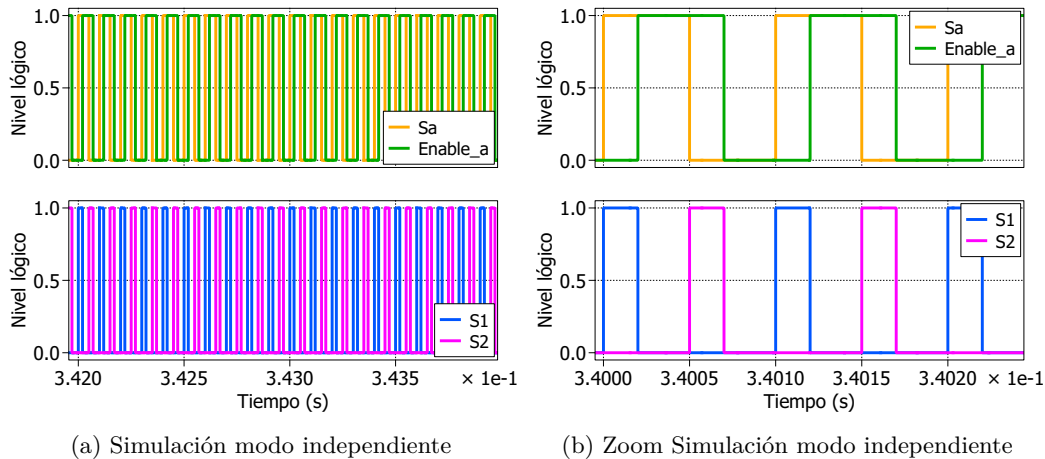


Figura 2.8: Simulación modo independiente

Con estas dos señales conmutadas y un pequeño retardo en la otra rama del puente H, se tienen las cuatro señales conmutadas del puente completo, que se pueden ver en la figura 2.9, donde S1, S2, S3 y S4 están representados por los colores amarillo, verde, azul y magenta, respectivamente.

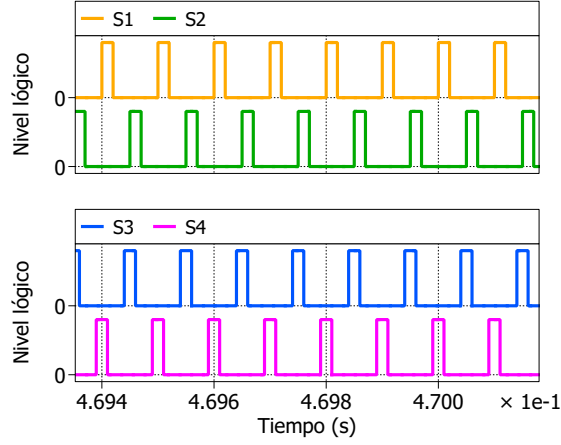


Figura 2.9: Señales de disparo simuladas

2.4.3. Pruebas con carga

Luego se hicieron las pruebas usando los valores de componentes en la carga de la tabla 2.4, que como se mencionó anteriormente son los mismos valores de los componentes de la carga en la experiencia del laboratorio.

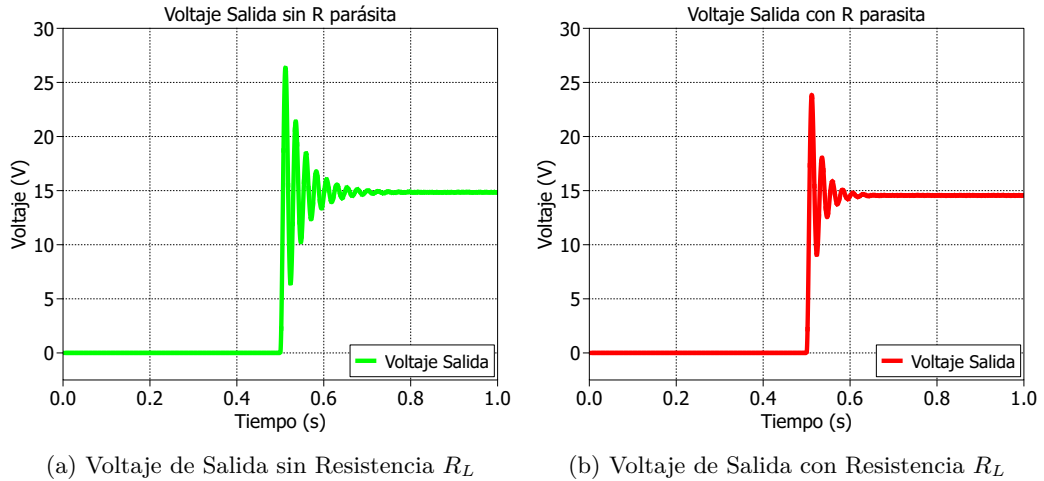


Figura 2.10: Comparación Voltaje de Salida

En la figura 2.10 se ven los voltajes medidos en el condensador de carga, donde la señal verde representa al sistema ideal en el que el inductor del convertidor *buck* es ideal por lo que el voltaje estacionario al que llega en la carga es de 15 V, lo cual sigue la relación ciclo de trabajo y fuente de entrada de un convertidor buck. La señal roja representa al mismo sistema, pero añadiendo al inductor una pequeña resistencia en serie, para representar la resistencia parásita de dicho elemento, como si fuera un elemento real. Debido a esto se puede apreciar una pequeña caída de voltaje producto de este componente parásito.

2.5. Consideraciones para el diseño

Con base en estas simulaciones y parámetros de diseño, hay algunas consideraciones que surgen para el diseño de la tarjeta, que se irán complementando en el capítulo 3, pero que ahora se expondrán a modo de introducción a estos criterios de diseño.

2.5.1. Voltaje Alimentación auxiliar

Debido a que este convertidor se utilizará en un entorno educativo dentro de un laboratorio donde hay recursos limitados, como las fuentes DC regulables. En consecuencia, se utilizará una fuente DC de 5 V para la alimentación auxiliar y este será el nivel de tensión a utilizar en los circuitos de disparo. La corriente a utilizar en esta fuente será determinada por el uso de los componentes en la tarjeta, por lo que esto será explicado en el capítulo 4.

2.5.2. Receptores de señales PWM

Si se desea utilizar algún tipo de generador de señales PWM como un microcontrolador o una tarjeta de datos como una dSPACE, se hace necesario utilizar como receptor de señales PWM conectores por fibra óptica. Esto tiene la ventaja de que al utilizar fibra óptica para las señales PWM, existe un aislamiento galvánico entre los dispositivos que generen estas señales de la tarjeta a implementar en caso de algún cortocircuito o falla eléctrica y tendrían una mayor inmunidad contra el ruido electromagnético.

2.5.3. Reglas de Aislamiento

Al conocer los niveles de tensión que tendrán la entrada y la salida del convertidor, se hace necesaria incluir reglas de diseño como de aislamiento entre etapas y separación entre componentes. Estas reglas serán analizadas en el capítulo 3.

2.5.4. Criterio Térmico

Debido a que se estará en presencia de uso de semiconductores que pueden conmutar a una gran frecuencia, será necesario la inclusión de un disipador de calor adecuado.

Independiente del modelo de semiconductor a utilizar, se deberá elegir un disipador que cumpla con el propósito de disipar el calor del módulo del convertidor y a vez que sea compatible con las dimensiones físicas de la tarjeta PCB.

2.5.5. Criterios de Seguridad

Lo más importante de este punto es la utilización de conectores que sean seguros de usar en un entorno educativo, además de la inclusión de un espacio físico como aislación galvánica entre las etapas de manejo de disparos con las de potencia; y la utilización de varios puntos de medición de señales intermedias.

2.6. Resumen del Capítulo

El capítulo define el diseño de un convertidor de potencia de puente completo (full-bridge) concebido específicamente para reemplazar equipos en un entorno de laboratorio educativo. El sistema se estructura en dos grandes bloques con aislamiento galvánico: una etapa de potencia que maneja 400 V mediante módulos IGBT, y una etapa de manejo de disparos encargada de los circuitos lógicos y la alimentación auxiliar. Las simulaciones a 10 kHz confirman la viabilidad del sistema, sentando las bases físicas del diseño final, el cual requerirá receptores de fibra óptica, lógica a 5 V, disipación térmica adecuada y puntos de medición seguros.

DISEÑO DE LA PCB

LAS CONSIDERACIONES básicas del convertidor al final del capítulo 2, permite tener una primera idea hacia el diseño de la tarjeta, puesto que están definidos los niveles de operación de la tarjeta, criterios de seguridad y la necesidad de que se deben definir reglas de aislamiento. En las siguientes dos secciones se irá analizando el diseño específico por componente que irá complementando la estructura general del convertidor y su respectiva tarjeta PCB.

3.1. Diseño de Potencia

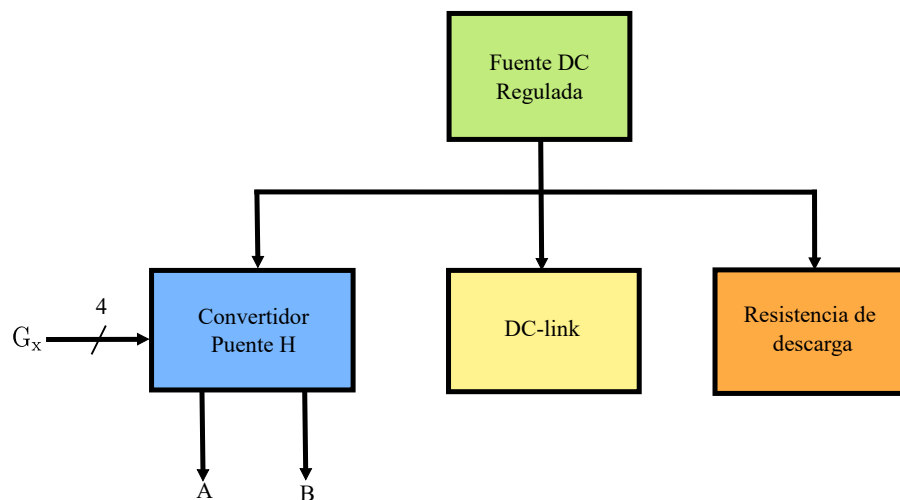
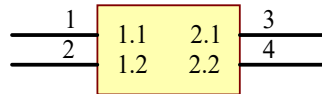


Figura 3.1: Diagrama de bloques, etapa de potencia

En la figura 3.1 se ilustra el diagrama de bloques de la etapa de potencia, que contiene una Fuente DC regulada, ésta tendrá un modelo asociado que se mencionará al principio del capítulo 4. Luego esta alimenta a todos los componentes necesarios para el bus DC, como el convertidor puente H, con el cual se podrán obtener los 3 niveles de voltaje: luego el condensador DC-link para filtrar la señal de alimentación principal y su respectiva resistencia de descarga, tal como se explica en el capítulo anterior. Además, el convertidor puente H debe tener 4 señales de entrada, que son las señales de disparo de los IGBT's y dos salidas, una para cada rama del puente H, las salidas A y B.

- **Conectores:** Considerando que sería conveniente utilizar un conector de entrada de potencia que se pueda entregar la energía desde una fuente de poder como visualizarla en un osciloscopio, se decidió utilizar los conectores tipo bloque atornillables de dos partes, que cumple con esa función. Para los conectores de las dos fases de salida ocurre la misma situación, se necesita que la carga esté conectada a la salida del convertidor, pero igual es necesario medir los voltajes de las fases. Estos son seguros por la presencia del tornillo y se puede tanto entregar energía como medir los niveles de voltaje. El modelo que se utilizará será el 1017503 de la familia TDPT 2,5/ 2-SP-5,08 del fabricante Phoenix Contact. La hoja de datos del componente [8] indica que tiene una capacidad eléctrica que soporta una corriente nominal de 32 A y una tensión nominal de 400 V, diseñado para una sección nominal de cable de 2.5 mm², tiene una distancia entre pines de 5.08 mm y utiliza una tecnología de conexión por resorte tipo Push-in (presión), lo cual permite conectar los cables de forma rápida e intuitiva.



(a) Símbolo esquemático



(b) Fotografía real del componente

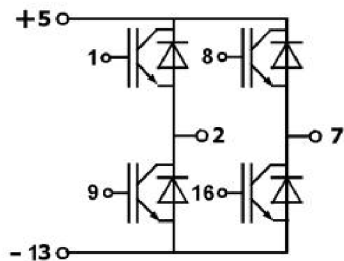
Figura 3.2: Componente 1017503 para conectores

- **Convertidor de potencia:** Tal como se mencionó en el capítulo anterior, se decidió optar por la utilización de un convertidor Puente completo o *full-bridge*. Existen varios modelos que nos sirven para este propósito como semiconductores separados entre sí

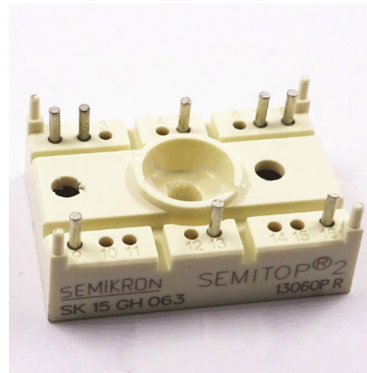
o un solo encapsulado con los cuatro semiconductores. Entre los fabricantes que se pueden usar se encuentran Infineon, Semikron, Texas Instruments, etc. Dado que en este punto se tiene en cuenta la necesidad de contar con un disipador de calor para los semiconductores sería eficiente hacer un solo agujero al disipador para unirlo con el convertidor y no un agujero para cada semiconductor. Por consiguiente, se optará por utilizar un encapsulado con los cuatro semiconductores; este además de tener los 4 semiconductores encapsulados en un mismo componente, reduce la inductancia parásita entre las ramas del puente y esto puede minimizar las sobretensiones en la conmutación.

El modelo propuesto a utilizar es el SK15GH063 del fabricante Semikron. La hoja de datos de este componente [9] indica que la tecnología de semiconductores que utiliza este convertidor son NPT-IGBT —en inglés *Non-punch-through Insulated Gate Bipolar Transistor*—. Este tipo de tecnología es más resistente a fallas por corto circuito. Tiene una aislación galvánica de $2500 V_{dc}$ durante 1 minuto. Como el encapsulado tiene una cara de cobre en donde se conecta el disipador, no es necesaria la inclusión de un aislante adicional. Algunos parámetros a tener en consideración sobre este componente son:

- $V_{CES} = 600 \text{ V}$
- $I_C^{\text{nom}} = 14 \text{ A (80 } ^\circ\text{C)}, 20 \text{ A (25 } ^\circ\text{C)}$
- $V_{CE}^{\text{sat}} = 2 \text{ V}$
- $V_{GES} = \pm 20 \text{ V}$



(a) Esquemático interno del componente



(b) Fotografía real del componente

Figura 3.3: Componente SK15GH063 para convertidor de potencia

- **Condensador DC-link:** En las simulaciones no fue necesario incluir un condensador de DC-link, porque la fuente de voltaje es ideal y puede suministrar la energía sin

perturbaciones hacia el convertidor, pero en el diseño de la tarjeta se hace obligatorio la inclusión de este. En este componente se decidió utilizar un condensador modelo ECET2GA102FA del fabricante Panasonic con el nivel de tensión definido en el capítulo anterior de 400 V. El valor de su capacitancia fue escogido con $1000 \mu F$ [10], ya que los módulos IGBT y los *gate drivers* exigen picos de corriente muy altos y rápidos, por el cual un condensador físicamente robusto puede ayudar a disipar mejor la corriente de rizado sin estallar. Además de esto es necesario la inclusión de un condensador lo más cercano posible a los pines del bus DC del convertidor para minimizar la inductancia parásita del lazo de conmutación, es por esto que se decidió utilizar el componente MKT1813510405 [11] del fabricante Vishay.



(a) Fotografía real de MKT1813510405



(b) Fotografía real de ECET2GA102FA

Figura 3.4: Componentes como condensador DC-link

- **Resistencia de descarga:** A modo de protección de la tarjeta, el convertidor y el usuario, se diseñó junto con el condensador una resistencia de descarga para el condensador de DC-link. El valor de esta resistencia es un parámetro definido en el capítulo anterior. El encapsulado de la resistencia será *through hole* por la necesidad de que soporte una determinada potencia, que fue calculada en la ecuación 2.2, por lo que se elige el modelo MFR200FRF73-100k [12] del fabricante Yageo.



Figura 3.5: Componente MFR200FRF73-100k

Con esto se completa la etapa de potencia, quedando el siguiente esquemático de la figura 3.6 basado en el diagrama de bloques antes propuesto y en los esquemáticos definidos para cada componente de esta etapa.

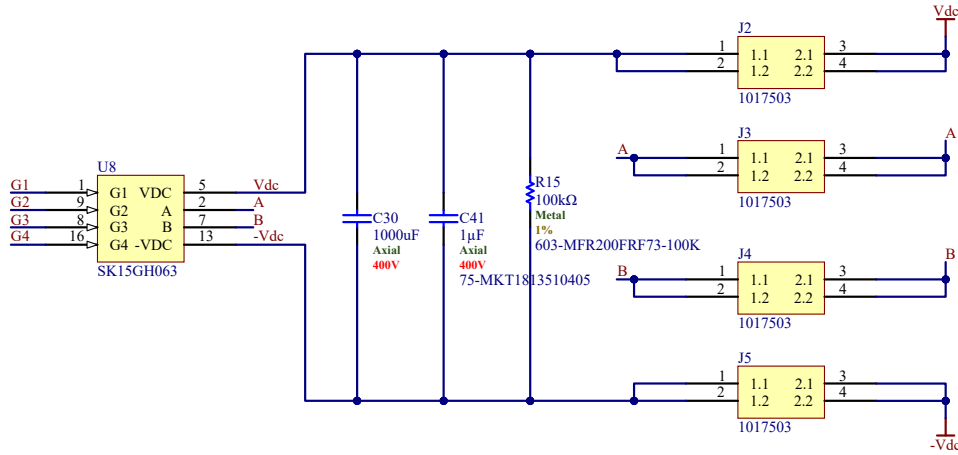


Figura 3.6: Diseño del esquemático, etapa de potencia

3.2. Diseño de Circuito de Disparo

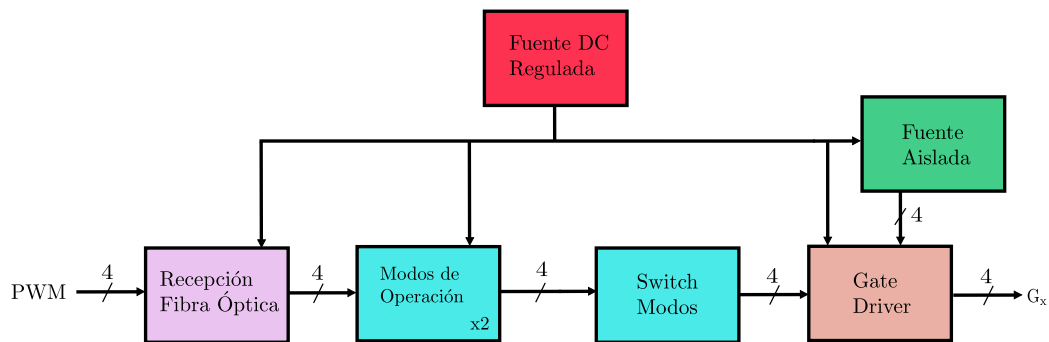
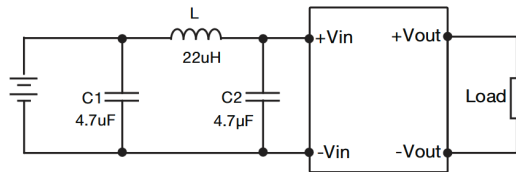


Figura 3.7: Diagrama de bloques de la etapa de manejo de disparos

En este diagrama las entradas serían las cuatro señales PWM proveniente en forma de una señal de haz de luz, que es recibida por el conector de fibra óptica y transforma esta señal en una señal eléctrica de 5 V. Luego estas cuatro señales van por el modo de operación visto en el capítulo 2, aquí hay dos bloques uno por cada semi-puente. Luego las ocho señales pasan por la selección manual del modo, quedando nuevamente cuatro señales que pasan directamente a los *gate drive* y este entrega otras cuatro señales de disparo para los semiconductores. Este es alimentado por las fuentes aisladas para entregar el nivel necesario para las señales de disparo.

- Alimentación Independiente:** Para poder lograr que los circuitos de disparo, conmuten correctamente, deben ser alimentados con los niveles correspondientes de voltaje que pueden admitir. Además, cada circuito de alimentación de cada Gate Driver debe tener una alimentación independiente y su retorno también debe ser independiente para cada señal de cada Drive de disparo. Se debe elegir un componente que entregue un nivel de voltaje de máximo 20 V para las conmutaciones —según el convertidor— y con aislamiento galvánico. Para cumplir con esto, el componente elegido para este propósito es el PBT02F05S15 del fabricante XP Power. En la hoja de datos de este componente [13], especifica que este se alimenta con 5 V y puede entregar un nivel de voltaje de salida de 15 V, teniendo una corriente de salida de 133 mA; este modelo estándar consume 2 W. También menciona que necesita de un filtro Pi en la entrada del DC-DC, estos componentes del filtro deben ser dos condensadores de $4.7 \mu\text{F}$ y un inductor de $22 \mu\text{H}$. En la salida, a pesar de no indicar nada extra, se elegirá utilizar 2 condensadores de desacople, uno de $10 \mu\text{F}$ y otro de 100 nF . Los 4 condensadores de desacople y el inductor en la entrada y salida se diseñarán de un empaquetado estándar como es el encapsulado de tamaño 0603 —en escala de pulgada— con una capacidad de disipación de potencia de 100 mW. Para los condensadores de $10 \mu\text{F}$ se eligió el GRT1885C1E103JA02J; para el de $4.7 \mu\text{F}$ se eligió el GRM188R61E475KE11D; para el de 100 nF se eligió el GCJ188R71E104KA12D y para el inductor se eligió el LQM18DN220M70L —todos estos componentes del fabricante Murata—.



(a) Esquemático interno



(b) Fotografía real del componente

Figura 3.8: Componente PBT02F05S15 para alimentación independiente

- Driver de conmutación:** El componente que traduce la señal de disparo hacia los semiconductores es muy importante, porque debe ser seguro, por lo que una buena consideración de diseño es que sea un componente aislado entre las entradas y las salidas, para no tener interferencias en las señales. El componente a elegir debe poder generar una señal de disparo en el rango de tensión que puede recepcionar el modelo

del convertidor de potencia —hasta 20 V—. El modelo propuesto que cumple con estas condiciones es el NCV51152BADR2G del fabricante Onsemi, el cual según su hoja de datos [14] tiene como ventaja que puede ser alimentado desde 3 V hasta 15 V, y es capaz de entregar una salida de 3 V hasta 15 V. Es un driver de disparo aislado, tiene un sensor de medición de bajo nivel de voltaje de alimentación. Este modelo además tiene una aislación galvánica de 1500 V.

La hoja de datos de este componente [14] menciona los componentes adicionales que se necesitan para asegurar su funcionamiento. En la entrada se necesitan 2 condensadores de desacople. Luego en la salida se necesitan 2 condensadores de desacople entre cada VCC y su retorno. Luego en la salida se necesitan 2 resistencias una para procesar el encendido y otra para el apagado. Como criterio de diseño se establece que se utilizará una topología de resistencias asimétricas utilizando los valores de referencia del manual de diseño EVBUM2872-D de Onsemi [15] para el driver NCV51152. Esta configuración permite sintonizar de manera independiente la velocidad de las transiciones de encendido y apagado (dV_{DS}/dt). El valor seleccionado para la resistencia de encendido (OUTH) limita los picos de corriente protegiendo el driver, mientras que el valor asignado a la resistencia de apagado (OUTL) garantiza una descarga rápida de la compuerta, mitigando el *ringing* y previniendo encendidos causados por el efecto Miller. Usando un $R_H = 10\ \Omega$ para el encendido y $R_L = 3,3\ \Omega$ para el apagado. En la hoja de datos del convertidor de potencia [9] se encuentra el dato de la capacitancia de puerta - emisor que es de 0.74 nF, que será la que contendrá el primer transiente de la conmutación con flanco de subida. Esto conforma una pequeña red RC de la cual se puede ver en la figura 3.9.

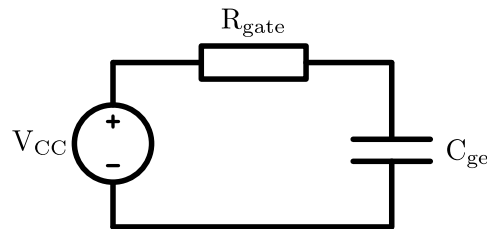


Figura 3.9: Red RC para carga y descarga condensador de compuerta - emisor

En el nodo generado para el encendido de los IGBT con $R_{gate} = 10\ \Omega$ y $C_{ge} = 0,72\ \text{nF}$ y usando que la fuente que alimenta a esta red, es la fuente independiente de 15 V, las ecuaciones de voltaje, corriente y potencia son las siguientes:

$$V_c(t) = 15(1 - e^{-t/\tau}) \quad (3.1)$$

$$I_c(t) = 1,5e^{-t/\tau} \quad (3.2)$$

$$P(t) = 22,5e^{-t/\tau} \quad (3.3)$$

En la figura 3.10, la señal de color verde se puede ver el voltaje de carga del condensador de compuerta, la señal de color rojo representa a la corriente del condensador de compuerta y la señal de azul a la potencia en este condensador.

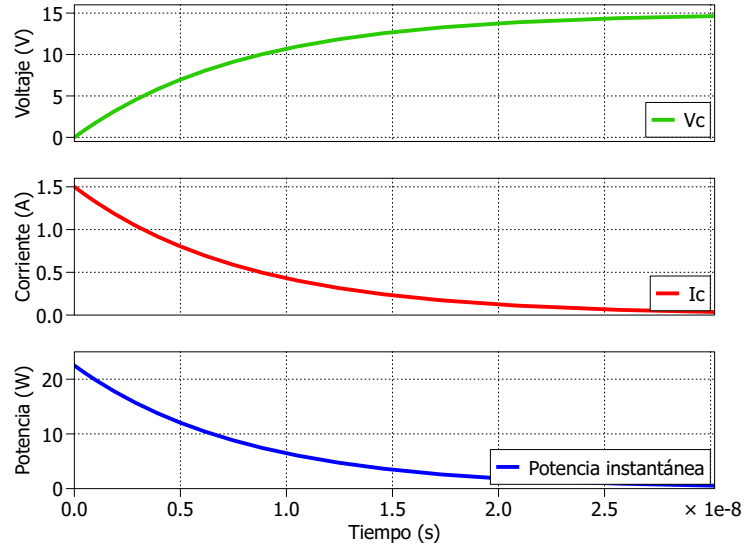


Figura 3.10: Voltaje, corriente y potencia en modo Carga del condensador

Aunque la fuente aislada puede entregar 2 W de forma continua, el modelado del circuito RC de compuerta ($R_{on} = 10\Omega$, $V_s = 15V$) demuestra que la potencia instantánea demandada en el instante de encendido alcanza un pico de 22,5 W. Puesto que la fuente de 2 W no tiene el ancho de banda para suministrar esta energía instantánea, se requiere un condensador de desacople. Para dimensionar este condensador, se calcula el intervalo de tiempo t_x durante el cual la demanda de potencia supera la capacidad máxima de la fuente (2 W) y se limita el rizado de voltaje al 5 % del valor máximo de 15 V, es decir, 0,75 V).

Considerando que se consumen estos 2 W:

$$P(t_x) = 22,5e^{-t_x/\tau} = 2W \quad (3.4)$$

$$t_x = 19,36ns \quad (3.5)$$

$$I_f = \frac{P_{\max}}{V_s} = 0,133A \quad (3.6)$$

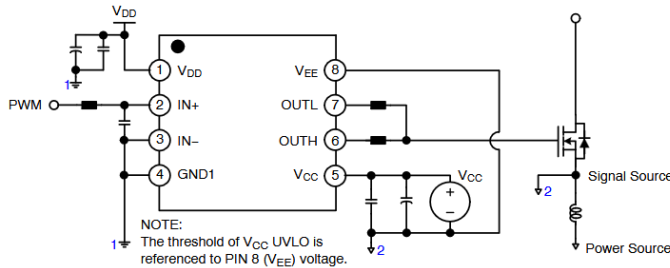
$$Q = \int_0^{t_x} (I_c(t) - I_f)dt \quad (3.7)$$

$$C = \frac{1}{\Delta V_s} \int_0^{19,36n} (1,5e^{-t/\tau} - 0,133)dt \quad (3.8)$$

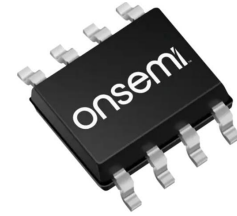
$$C = 11nF \quad (3.9)$$

Además, la hoja de datos de este driver, indica la utilización de dos condensadores de desacople en la entrada y otros dos condensadores de desacople en la salida. Todos estos componentes deben ser del tipo cerámico de montaje superficial, tener un bajo ESR, ubicarse lo más cerca de los pines correspondientes del driver y las pistas de conexión de los pines a los condensadores debe ser lo más cortas posibles para minimizar las inductancias parásitas. Para la entrada se especifica [14] usar un condensador de, al menos 100 nF, que será el valor escogido y otro de unos pocos microfaradios, que será elegido con un valor de 10 μ F. Para la salida se necesita el condensador de al menos 10 veces la capacitancia de la compuerta, es decir 7.4 nF, que confirma el valor calculado en la ecuación 3.9 y un condensador adicional de 100 nF.

Los 4 condensadores de desacople en la entrada y salida se diseñarán con un encapsulado de 0603 con una capacidad de disipación de potencia de 1/10 de 1 W.



(a) Esquemático interno



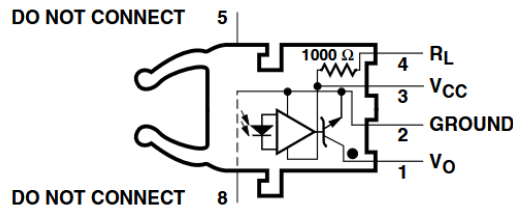
(b) Fotografía real del componente

Figura 3.11: Componente NCV51152BADR2G para gate driver

- **Alimentación Auxiliar:** La alimentación auxiliar es la encargada de energizar los circuitos lógicos, los receptores de fibra óptica, los *Gate Driver* y los componentes DC-DC independientes. Por lo que se escogerá un nivel de voltaje que sea consecuente con

los diseños anteriores en la sección del diseño de Potencia. Esta elección del nivel de voltaje será de 5 V. El conector que se utilizará será un bloque terminal atornillable, del mismo modelo que el componente de alimentación principal, 1017503 de la familia TDPT.

- Receptor de Fibra Óptica:** Los receptores de las señales PWM por fibra óptica deben ser energizados por la alimentación auxiliar, por lo que se debe elegir un receptor que se energice con 5 V. El modelo elegido para este propósito es el HFBR-0500ETZ del fabricante Broadcom. Este modelo tiene las ventajas de que estos son compatibles con circuitería lógica TTL estándar de los componentes lógicos que son vistos en el siguiente punto, y según su hoja de datos [16] proporcionan inmunidad contra la interferencia electromagnética (EMI) y de radiofrecuencia (RFI). Además, el circuito integrado del receptor incorpora un blindaje (shield) integrado que proporciona inmunidad adicional contra el ruido localizado. Este componente necesita de un condensador tipo cerámico de montaje superficial de un valor de $0.1 \mu\text{F}$.



(a) Esquemático interno



(b) Fotografía real del componente

Figura 3.12: Componente HFBR-0500ETZ para conector fibra óptica

- Circuitos Lógicos:** Como los circuitos lógicos, ya fueron propuestos en el capítulo anterior, en cuanto a las funciones y el tipo de componentes que se necesitan para cada modo de operación, ahora se debe diseñar los modelos de cada componente. El mercado ofrece distintos encapsulados de las compuertas lógicas de AND y NOT, como individuales o agrupadas. Dado que se necesitan 4 compuertas AND por cada pierna del puente H y 3 compuertas NOT, de las cuales una se repite por lo que lógicamente solo se necesitan 2 compuertas. Por lo que se elegirá un componente que contenga a 4 compuertas AND, donde 8 pines serían de entrada, dos por cada compuerta, 4 pines de salida, uno por cada compuerta y además 2 pines de alimentación. Por lo que se necesita un componente de 14 pines con un nivel de voltaje de 5 V. El componente elegido es el 74HC08T14-13. Las ventajas de este componente son [17] tener tecnología CMOS, por lo que consume poca energía, puede operar desde los 2 V hasta los 6 V y

es compatible con niveles TTL, tiene alta protección contra descargas electrostáticas y puede suministrar hasta 4 mA de corriente. Para mantener el orden de los tamaños de las compuertas digitales se decidió utilizar un modelo con 14 pines para las compuertas NOT, el modelo elegido es el 74HCT04AFT, con la ventaja de [18] tener poco retardo de propagación con 4.7 ns a 5 V, también empleado con CMOS y compatible con niveles lógicos TTL, las entradas pueden ser de 3.3 V o de 5 V y tiene una protección de voltaje de entrada entre 0 y 5.5 V. En ambos componentes se decide usar un condensador de desacople de 100 nF a pesar de que ninguna de las dos hojas de datos indican que deba incluirse alguno.

Para el modo complementario que necesita implementar un bloque de tiempo muerto. Esto se realizará analógicamente con una resistencia en paralelo con un diodo, donde el cátodo será el nodo de la entrada y el ánodo la salida retardada y un condensador en el ánodo, referenciado a tierra. Este circuito se puede ver en la figura 3.13.

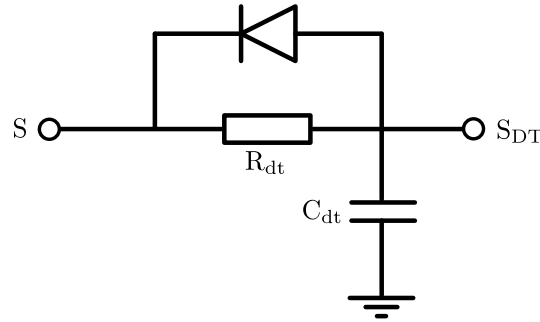


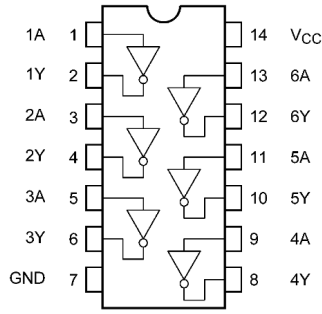
Figura 3.13: Circuito generador de tiempo muerto

Cuando la señal de entrada transiciona de un nivel bajo a un nivel alto, el potencial en el cátodo del diodo se eleva. Como el condensador en la salida (ánodo) está inicialmente descargado a 0 V, el diodo queda en polarización inversa y se comporta como un circuito abierto. Toda la corriente que carga al condensador se ve obligada a pasar por la resistencia, esto genera una carga exponencial lenta, descrita por la ecuación 3.10. Este retraso en alcanzar el voltaje de umbral lógico (V_{th}) de la etapa siguiente es lo que define efectivamente el tiempo muerto. El valor de este tiempo muerto se puede calcular con la ecuación 3.11, usando para las compuertas NOT que el voltaje de umbral lógico es de 2 V y el voltaje de entrada es 5 V. Para obtener un valor cercano al tiempo muerto usado en las simulaciones del capítulo 2, se utilizarán valores comerciales del

$$S_{DT}(t) = S \left(1 - e^{-t/RC} \right) \quad (3.10)$$

$$t_{dt} = RC \cdot \text{Log} \left(\frac{S}{S - V_{th}} \right) \quad (3.11)$$

condensador y la resistencia. Para la resistencia se utilizará $4700\ \Omega$ y para el condensador se usará $220\ \text{pF}$, estos valores reemplazados en la ecuación anterior mencionada, se obtiene un tiempo muerto de $528\ \text{ns}$. Mientras que el diodo se utilizó un diodo schottky que tiene un bajo voltaje de umbral para polarizar al diodo.

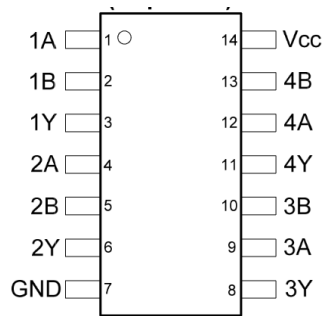


(a) Esquemático interno

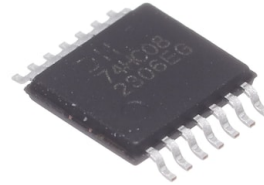


(b) Fotografía real del componente

Figura 3.14: Componente 74VHCT04FT para NOT



(a) Esquemático interno



(b) Fotografía real del componente

Figura 3.15: Componente 74HC08T14-13 para AND

- **Seleccionador Modo de operación:** Para elegir el modo de operación a utilizar en la conmutación de los semiconductores, se determinó emplear un switch mecánico de cuatro entradas y dos salidas. Con esto se puede seleccionar el modo de operación para la conmutación de forma independiente entre los semiconductores de una rama del Puente H con respecto a la otra rama del mismo. El modelo que se seleccionó fue el CAS-220TB de la familia DPDT del fabricante Nidec Components [19].

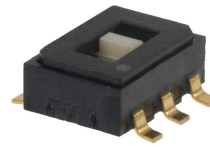
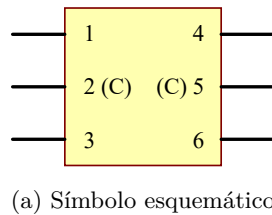
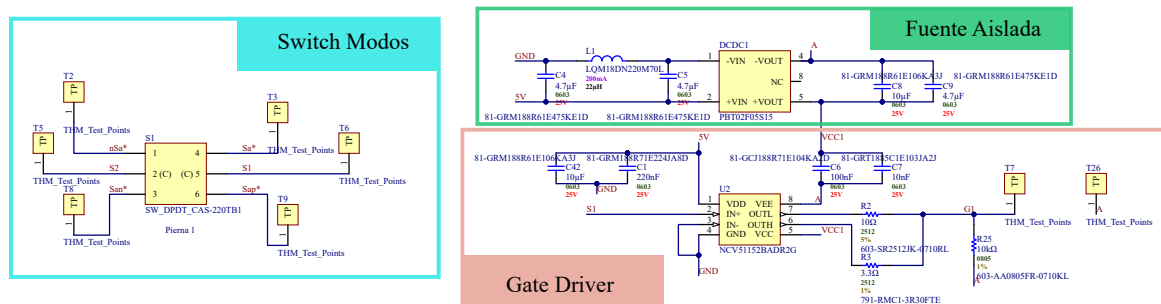
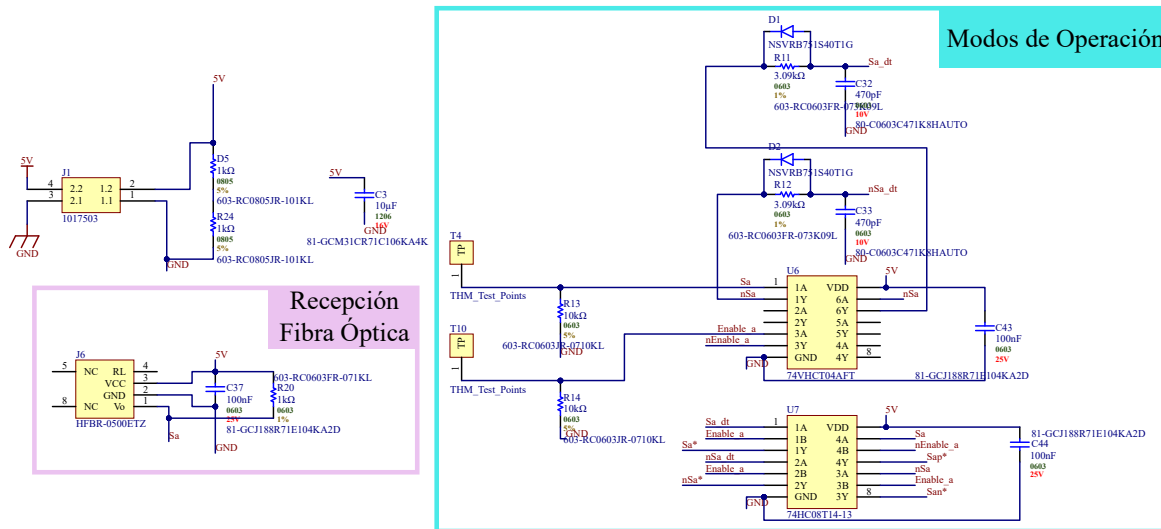


Figura 3.16: Componente CAS-220TB para Switch seleccionador

Basado en estos componentes elegidos y el respectivo diagrama de bloques, la etapa de manejo de disparos tiene el siguiente esquemático:



En las figuras 3.17 y 3.18 se ilustra el diseño del esquemático de la etapa de manejo de disparos. Específicamente en la figura 3.17 se pueden ver las etapas de las conexiones de la fuente DC, que incluye un esquemático para un diodo LED para indicar alimentación, los conectores de fibra óptica —donde al ser cuatro señales PWM, son cuatro sub-circuitos iguales a este— y los circuitos lógicos de un solo semi-puente —por lo que son dos de este sub-circuito—. En la figura 3.18 se ve la elección del modo de operación —que es uno por cada semi-puente—, la fuente aislada y el *gate drive* por cada semiconductor —por lo que serían cuatro sub-circuitos exactamente iguales—. En las figuras además se puede apreciar la inclusión de componentes de *Test points* para medir señales de importancia antes de la etapa de potencia.

3.3. Diseño de PCB

Algunas consideraciones importantes que surgieron en el camino del diseño de la tarjeta del convertidor fue la implementación de reglas de *clearance*. Se determinaron las siguientes reglas con algunas excepciones como en los tamaños de los pines de los componentes pequeños como los componentes pasivos de tamaño 0603, los drives de conmutación y las compuertas AND o NOT:

- Para los componentes de compuertas digitales se ha definido una distancia mínima entre pines de 7 *mil* o 0.1778 mm. Esto porque la distancia entre los pines del encapsulado tipo TSSOP-14 es de 0.65 mm con un ancho de pines de 0.45 mm, por lo que la mínima distancia posible de separación es de 0.2 mm.
- Entre pines o conectores de potencia es de 1.5 mm, esto porque según las tablas de la referencia [20] esa es la distancia recomendada según el nivel de voltaje y de polvo en la tarjeta para el nivel de voltaje de aislación.
- Además se definió una distancia de separación entre pads o planos de potencia con respecto a los de disparo de 2.032 mm, una distancia mayor que el punto anterior para no introducir interferencias. Esto se hace necesario solo en la cara superior, puesto que es la que comparte planos de cobre de potencia con los de disparo, específicamente en los *gate driver*.
- El ancho de la pista de cobre de las conexiones de potencia es mayor debido a que se necesita circular mayor corriente en ellas por eso un ancho de pista de 5 mm.

Luego de estas definiciones se presenta el diseño completo del circuito impreso en la tarjeta. En la figura 3.19 se observa el diseño del circuito en la cara superior con los respectivos componentes de la etapa de potencia designados en la sección anterior y respetando entre sí las reglas mencionadas anteriormente. La única excepción en estas reglas

es que por la cercanía de distancia entre las pistas de cobre del bus DC, debido a lo cual se decidió separar ambas pistas por la superficie dieléctrica de la tarjeta.

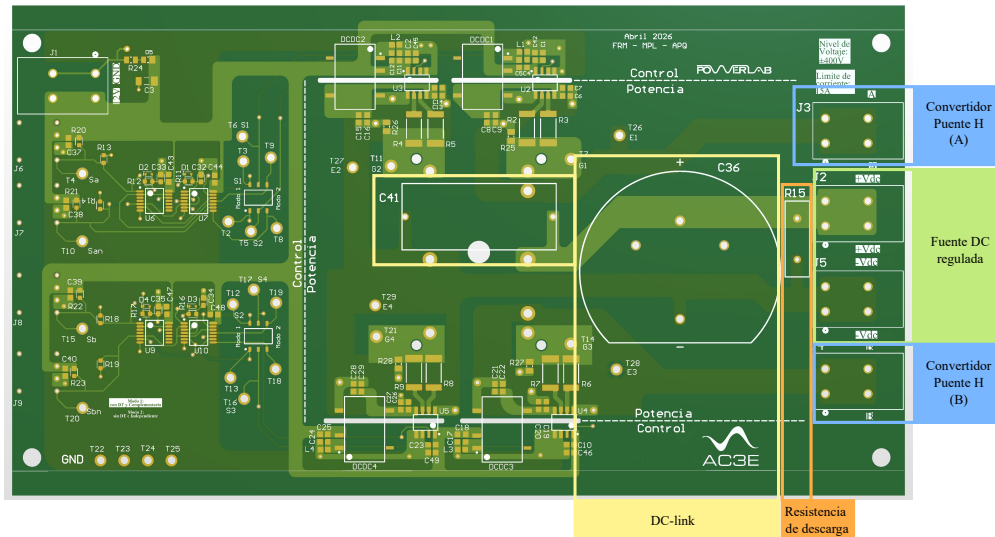


Figura 3.19: Diseño de tarjeta parte de potencia

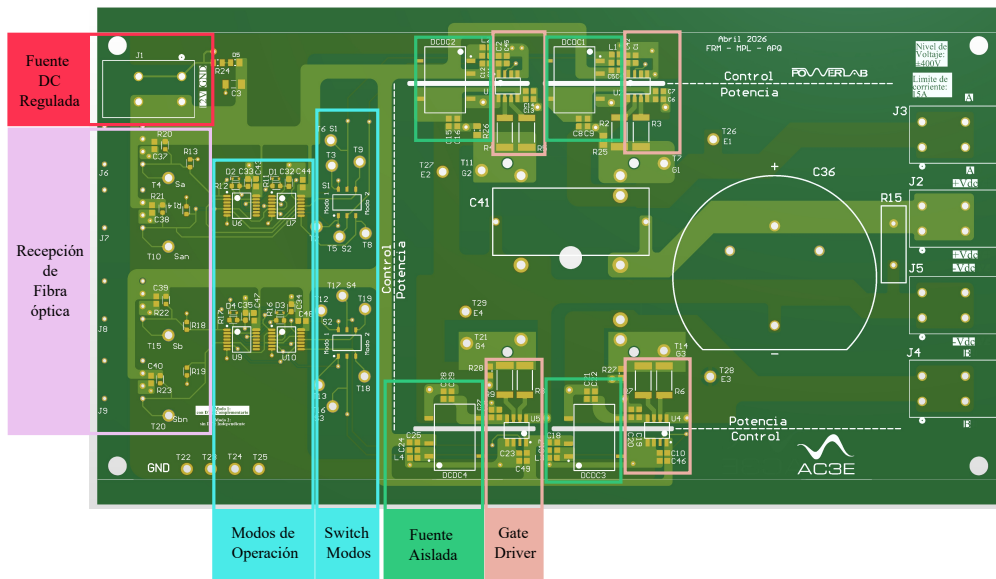


Figura 3.20: Diseño de tarjeta parte de disparos

De la misma forma en la figura 3.20 se muestra la cara superior con la diferenciación de los bloques de manejo de disparos y destacando la ubicación física que se eligió para cada

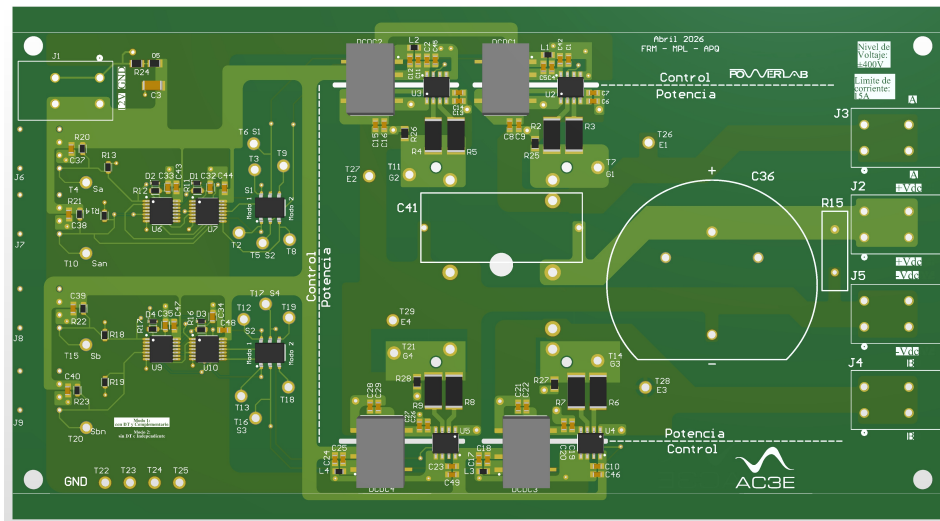


Figura 3.21: Diseño 3D cara Superior

parte. Además, en ambas figuras se puede ver la separación entre las etapas para facilitar al usuario identificar que elementos son de mayor riesgo.

En la figura 3.21 se muestra el diseño del circuito en la cara superior en modo 3D donde se puede ver algunos componentes con su modelo representativo en. Se puede distinguir el contraste y color de la serigrafía en esta cara, para indicar las conexiones, las notas de importancia sobre niveles de voltaje y corriente, además de un contorno en la ubicación de los componentes.

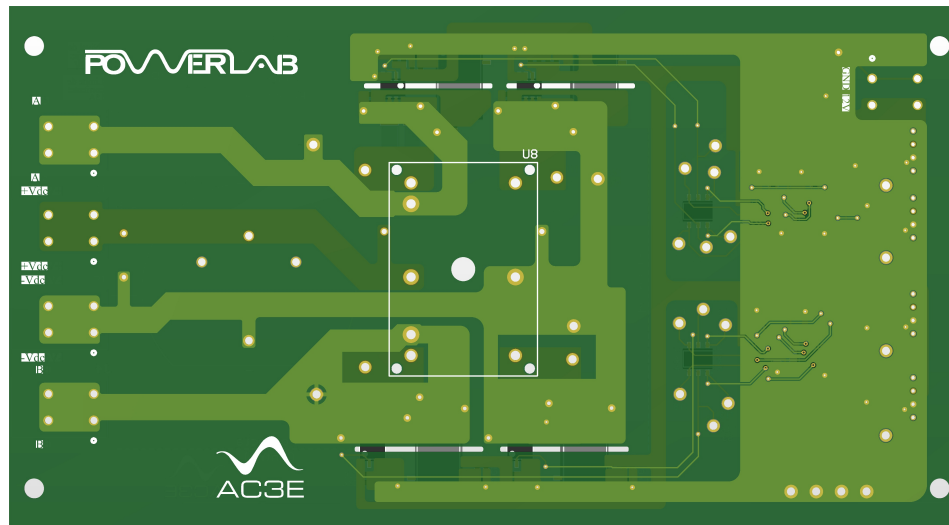


Figura 3.22: Diseño 3D cara Inferior

En la figura 3.22 se aprecia el diseño del circuito en la cara inferior donde se distingue los planos de las salidas del convertidor, el plano del bus negativo y el plano de la tierra principal. Aquí se puede apreciar que el convertidor puente H designado como *U8* tiene orientación hacia la cara inferior, permitiendo que el disipador de calor del convertidor vaya en esa dirección.

En la figura 3.23 se visualiza todos los planos, *pads* y pistas de cobre de la tarjeta en vista superior, indicada con el color rojo. Entre ellos está el plano de bus positivo de la alimentación principal del convertidor, los planos diferenciados de cada señal de disparo, los planos de las alimentaciones independientes para cada *gate driver* y sus respectivos planos de retorno independiente, todas las pistas de conexión entre los receptores de señales de PWM, los circuitos lógicos y generación de tiempos muertos, la selección del modo de operación y el plano de alimentación auxiliar de 5 V.

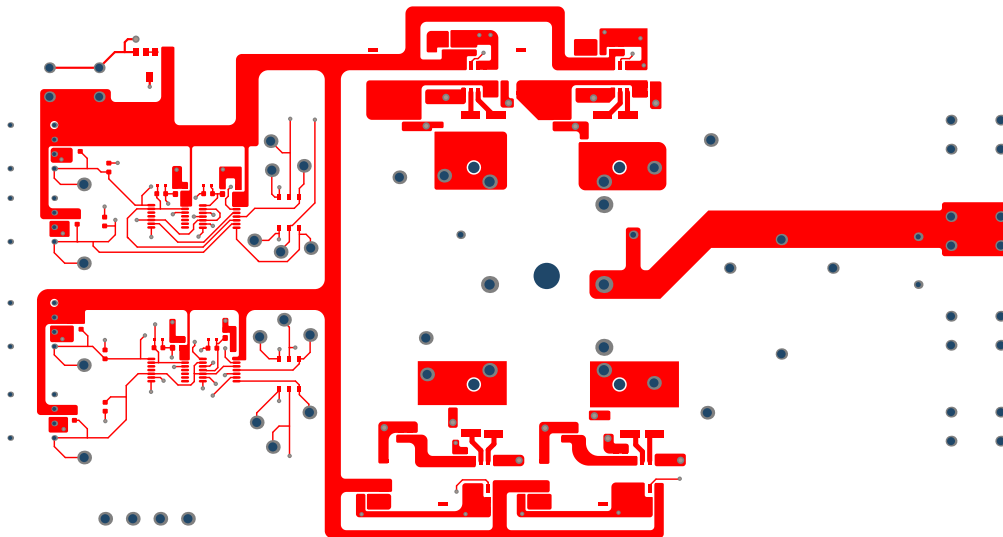


Figura 3.23: Capa de cobre en cara Superior

En la figura 3.24 se muestran todos los planos, pistas de cobre y *pads* de la tarjeta en vista inferior, indicada con el color azul. Entre ellos está el plano de bus negativo de la alimentación principal del convertidor, los planos diferenciados de cada retorno de las conmutaciones que se comparten con las salidas, las pistas auxiliares de conexión en los circuitos lógicos, que por espacio se utilizaron para el seguimiento de las pistas en la cara superior, las pistas de las señales de disparo hacia los *gate drivers* y el plano de tierra para la etapa de manejo de disparos.

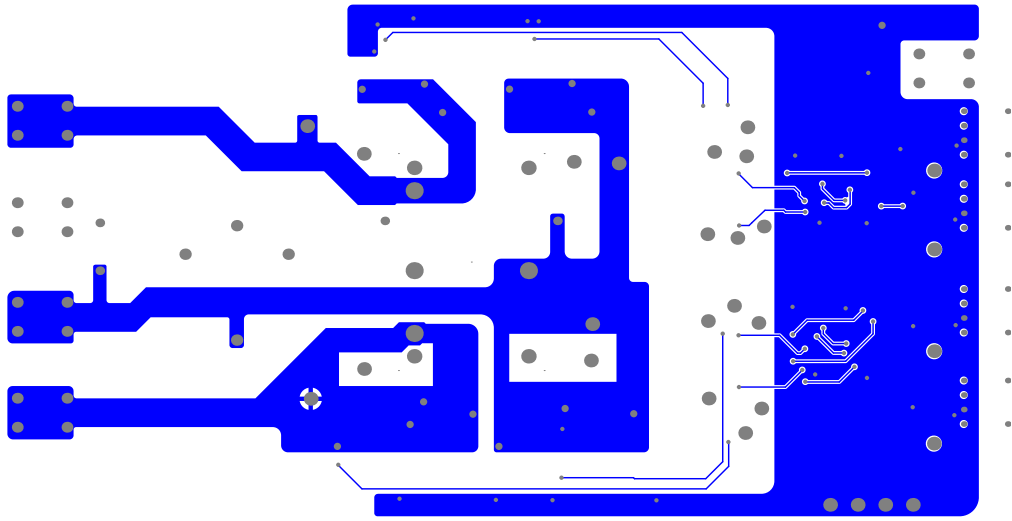


Figura 3.24: Capa de cobre en cara Inferior

3.4. Resumen del capítulo

El Capítulo 3 describe el diseño e implementación física y lógica del convertidor de potencia, integrando la selección de componentes para las etapas de potencia y control con el ruteo final de la placa. Se detalla la justificación técnica de elementos robustos como el módulo IGBT SK15GH063 y el condensador DC-link para el manejo seguro de la energía, junto con un sistema de accionamiento que garantiza aislamiento mediante receptores de fibra óptica, fuentes DC-DC independientes y drivers sintonizados con redes RC asimétricas para gestionar las velocidades de conmutación. Además, se explica la lógica digital empleada para generar los tiempos muertos y permitir la selección de los modos de operación de los semiconductores. Todo esto converge en el diseño estructural de la PCB, donde se aplican estrictas reglas de separación eléctrica (clearance) y una distribución estratégica de los planos de cobre en las capas superior e inferior, aislando efectivamente las señales de control de las de potencia y ubicando el convertidor en la cara inferior de forma óptima para acoplar su disipador térmico.

IMPLEMENTACIÓN

UNA VEZ concluido el ruteo y la distribución de planos de cobre detallados en el Capítulo 3, el paso lógico corresponde a la materialización y puesta en marcha del sistema. En el presente capítulo se abordará la inspección física de la tarjeta fabricada, detallando las correcciones aplicadas durante el proceso de ensamblaje, para luego dar paso a la ejecución de las distintas pruebas experimentales de alimentación, voltaje y corriente que permiten validar el funcionamiento del convertidor en sus distintos modos de operación.

4.1. Diseño finalizado en la PCB

Ya fabricada la tarjeta PCB, se obtiene un feedback de su construcción y qué aspectos se pueden mejorar; el diseño fabricado se puede observar en la figura 4.1. Luego de una

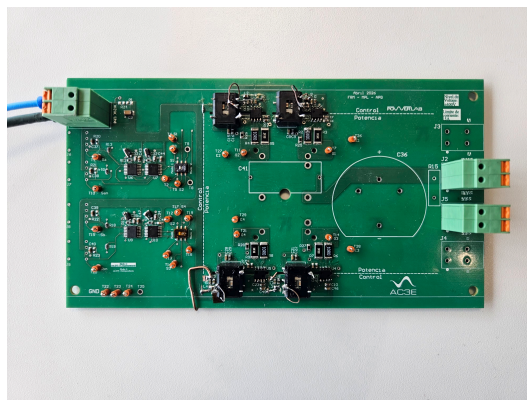


Figura 4.1: Diseño final tarjeta PCB

inspección detallada de los componentes necesarios y la tarjeta, se encontraron algunos errores de orientación de algunos componentes en la etapa de manejo de disparos, es por esto, que se necesitará realizar algunas reparaciones en la tarjeta antes de soldar todos los componentes. La PCB terminada con los componentes soldados y las correcciones realizadas se muestran en la figura 4.2.

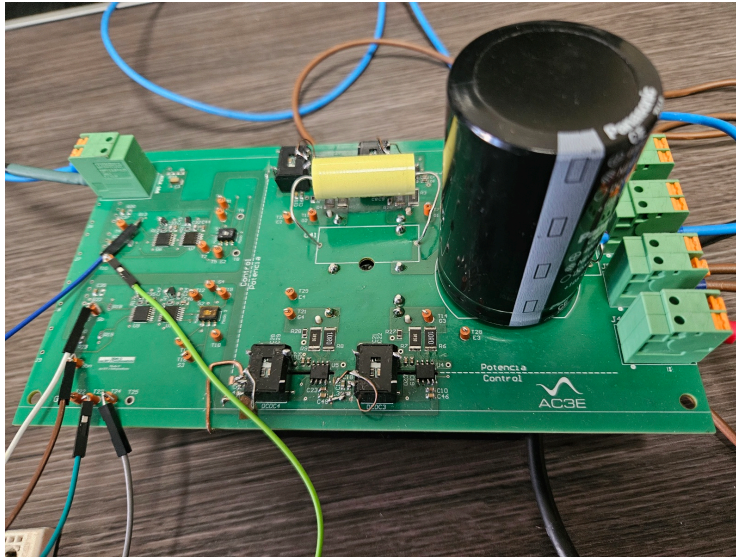


Figura 4.2: Diseño final tarjeta PCB junto con componentes

4.2. Pruebas de Alimentación

Para las pruebas de alimentación se necesitarán los siguientes componentes:

- Fuente 5V
- Fuente DC regulable Gwinsek GPS-3303
- Osciloscopio Keysight InfiniiVision MSOX3034T
- 4 puntas de Voltaje

4.2.1. Pruebas de voltaje de alimentación Principal

Para la medición de las pruebas de voltaje se dispone del siguiente set-up. En la cual se medirá en determinados puntos, como la alimentación en el bus DC y el convertidor puente H, algunos puntos en que no se pudieron medir como el condensador, no se realizaron por la inaccesibilidad de esos pines. El banco de pruebas para medir se ve en la figura 4.3.

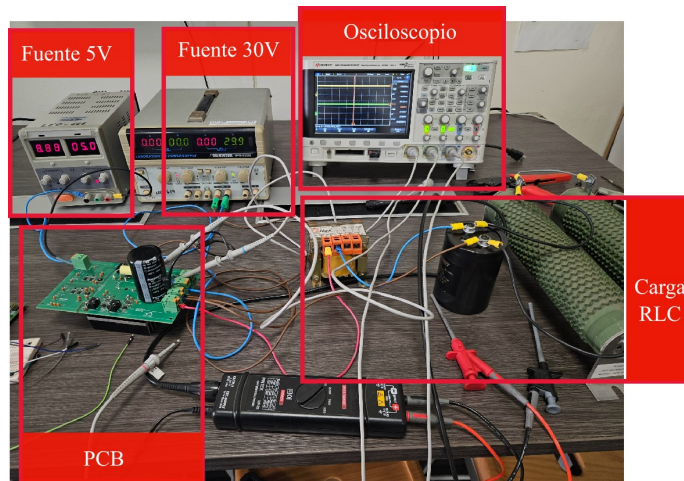
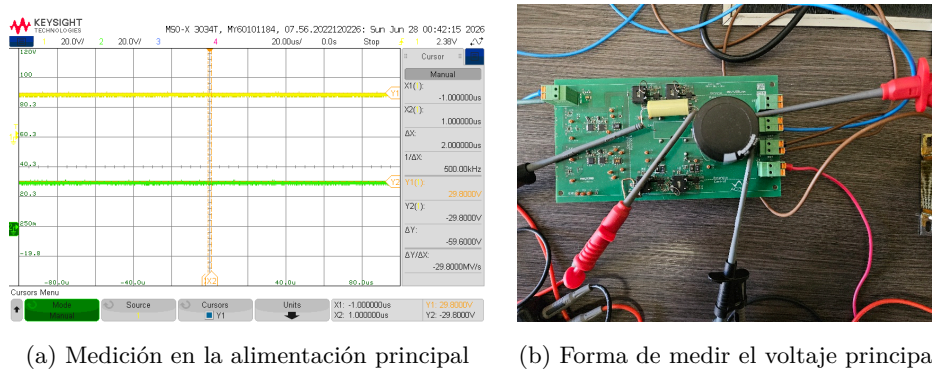


Figura 4.3: Set up medición alimentación principal



(a) Medición en la alimentación principal

(b) Forma de medir el voltaje principal

Figura 4.4: Mediciones de alimentación principal

A pesar de que las especificaciones o consideraciones iniciales indicaban la utilización de un voltaje de 400 V como alimentación principal, se decidirá utilizar una fuente DC regulada al alcance del laboratorio de electrónica industrial, con un voltaje de 30 V. En la figura 4.4 se evidencia que la medición realizada en el osciloscopio se puede obtener una señal en el nivel indicado por la fuente regulada de voltaje.

4.2.2. Pruebas de voltaje de alimentación Auxiliar

Para la medición de las pruebas de voltaje de alimentación auxiliar se utilizó el mismo banco de prueba que la medición anterior. Aquí se medirá en puntos como los dos componentes lógicos, un módulo *gate driver* y un módulo de alimentación aislada. Por protección en esta etapa de medición solo se utiliza una fuente voltaje a la vez.

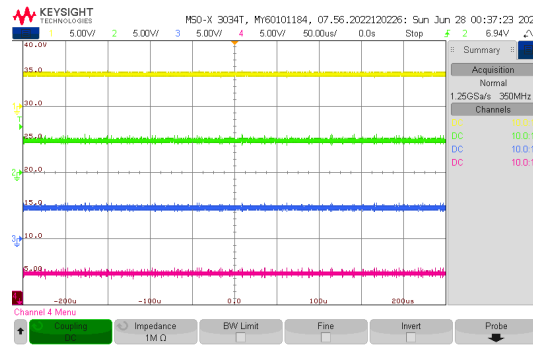


Figura 4.5: Medición de alimentación auxiliar

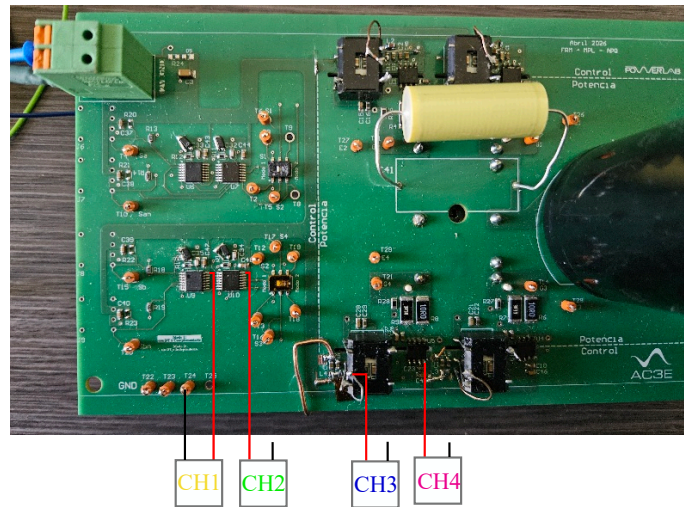


Figura 4.6: Forma de medir la alimentación auxiliar

En la figura 4.5 se puede ver que obtiene el nivel correcto para los 5 V de alimentación auxiliar en los componentes antes mencionados, donde el amarillo y el verde son los componentes lógicos, el azul es un *gate driver* y el magenta es una alimentación independiente. Todas las otras mediciones se realizaron y se obtuvieron los mismos resultados, que son redundantes en esta etapa por la repetición de componentes, pero se puede asegurar que todos los componentes se encuentran energizados.

4.3. Pruebas de Voltaje

Para las pruebas de alimentación se necesitarán los siguientes componentes:

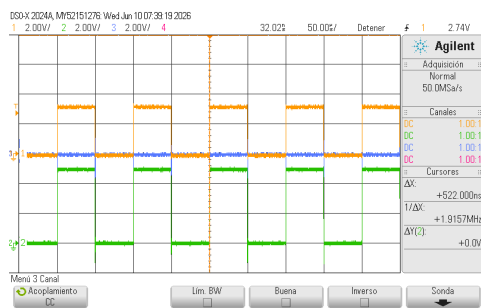
- Fuente 5V

- Fuente DC regulable Gwinsek GPS-3303
- Osciloscopio Keysight InfiniiVision MSOX3034T
- 4 puntas de Voltaje diferencial Pintek DP-25
- Plataforma digital Delfino

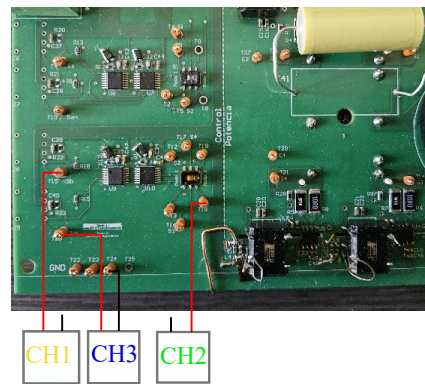
Por protección de los componentes de mayor potencia y con un límite de existencias físicas de estos, se decidió probar la tarjeta por etapas, siendo las principales etapas a probar, los circuitos de tiempos muertos y la etapa de cada *gate driver* con su respectiva alimentación aislada. Por ello, se realiza una única medición de uno de los cuatro *gate driver*, para protección de los demás. Se dispuso de 2 formas de entrada para ver estos resultados, la primera con una señal PWM y la segunda una señal de nivel alto o bajo, ambas proveniente de la plataforma Delfino. La otra forma fue con dos señales PWM desde la plataforma Delfino para probar el modo independiente.

4.3.1. Pruebas de modo independiente

Comenzando con la prueba del modo independiente realizando la medición solo en una de las dos ramas del convertidor, se obtiene en la figura 4.7a se tiene las entradas de señal PWM de 3.3 V de amplitud con frecuencia de 10 kHz y otra de nivel bajo, obteniendo así por la configuración del modo y la alimentación del circuito lógico, una señal PWM de 5 V con la misma frecuencia de conmutación y en el mismo canto de subida. En el otro caso de la figura 4.8 se tiene la misma señal PWM como entrada, pero con nivel alto, resultando en una señal PWM del mismo nivel de tensión de 5 V y frecuencia, pero complementaria a su similar de 3.3 V. La forma en que se conectó los elementos de laboratorio con la tarjeta para la medición se muestran en la figura 4.9.



(a) Señal conmutada S3, forma 1



(b) Forma de medir

Figura 4.7: Prueba de modo independiente, forma 1

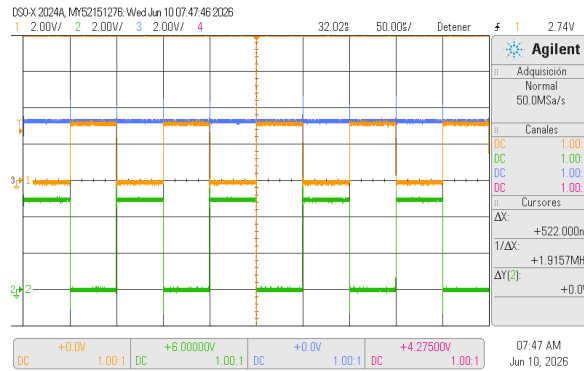


Figura 4.8: Señal conmutada S3, forma 2 en modo independiente

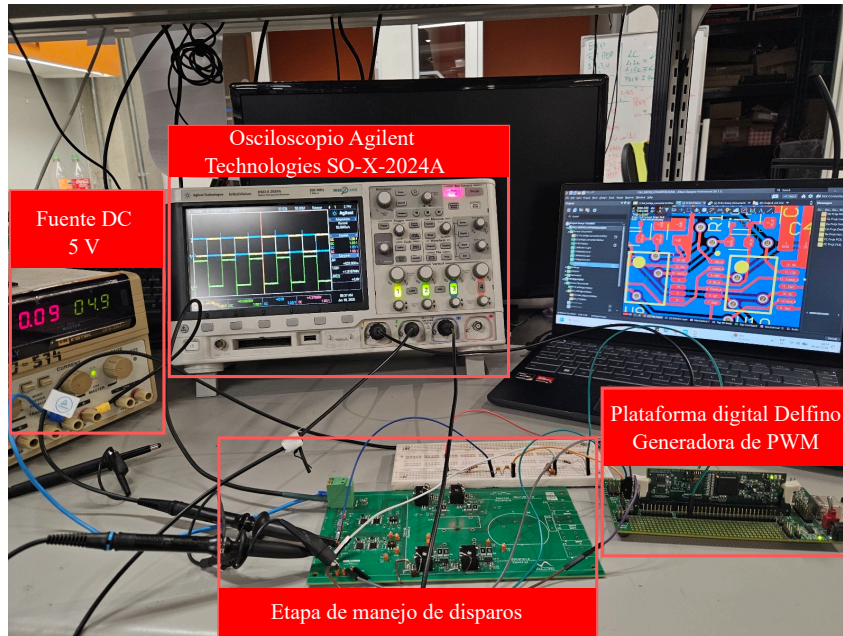


Figura 4.9: Set up para mediciones de entrada en modo independiente

Luego se realiza la prueba con dos señales PWM de la misma frecuencia, pero desfasadas en 180 grados obteniendo los resultados en la figura 4.10. Aquí se puede ver que las señales de conmutación fueron generadas correctamente, pero en este modo no se encuentra habilitado una etapa de tiempo muerto, por lo que las limitaciones de este modo, es que las señales PWM de una rama del convertidor no pueden tener la misma frecuencia por seguridad para no cortocircuitar el convertidor de potencia. Es por esto que para las siguientes mediciones con el convertidor y la carga correspondiente se harán con el modo complementario.

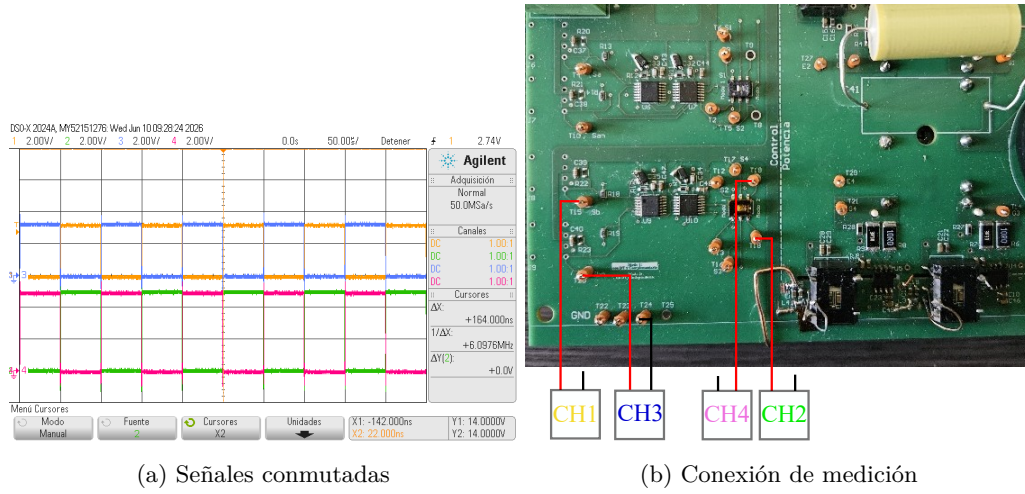


Figura 4.10: Señales conmutadas en modo independiente

4.3.2. Pruebas de modo complementario

Para las mediciones del modo complementario, esta señal complementaria de la original se genera por circuitos lógicos y en una rama del convertidor la segunda señal PWM de entrada funciona como un habilitador o *Enable* del módulo, las entradas a utilizar serán una señal PWM de nivel de tensión de 3.3 V y frecuencia de 10 kHz y el nivel alto de 3.3 V, ambas provenientes de la plataforma Delfino.

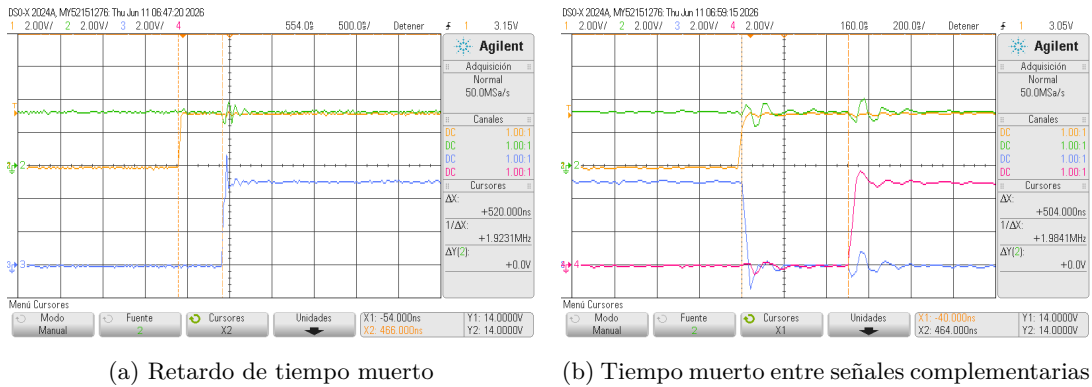


Figura 4.11: Medición de tiempo muerto en una rama del convertidor

En la figura 4.11a se puede observar como actúa el circuito de tiempo muerto, generando un retardo de tiempo entre la señal de entrada al driver, con respecto a la señal de entrada desde la tarjeta Delfino y en la figura 4.11b se muestra el tiempo muerto producido entre las señales complementarias en la entrada de los *gate drivers* de 500 ns, esto confirma que los

componentes lógicos, el V_{th} es de 2 V. Luego se puede ver en la figura 4.13 el cambio entre una señal PWM que entra a los módulos de lógica hasta que salen del módulo de *gate driver*. El banco de pruebas con los elementos de laboratorio con la tarjeta para la medición son los mismos del modo independiente. En las figuras 4.12a y 4.12b se muestra la conexión para medir el retardo de tiempo entre la señal de entrada con la señal con retardo y el tiempo muerto entre las señales conmutadas.

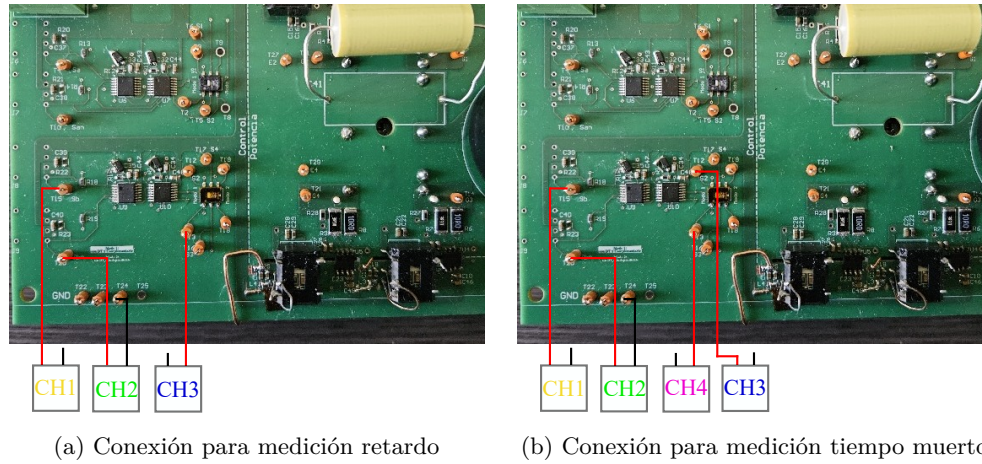


Figura 4.12: Medición de tiempo muerto en una rama del convertidor

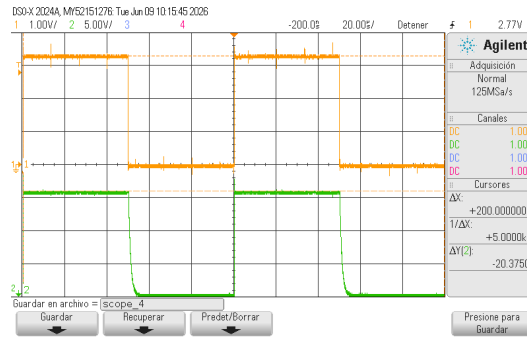


Figura 4.13: Cambio de señal PWM hasta señal de disparo

Ampliando esto a los cuatro módulos de *gate driver* y circuitos de tiempo muerto, en la figura 4.14 se puede ver las señales de disparo: en azul, la señal de disparo del IGBT 1; en magenta, la del IGBT 2, —ambas de la salida A—; en amarillo, la del IGBT 3 y en verde la del IGBT 4 —provenientes de la salida B. En la figura 4.14b se puede ver la actuación de los tiempos muertos designados en el convertidor. La forma en que se conectaron los elementos de laboratorio en la tarjeta para la medición se muestran en la figura 4.15.

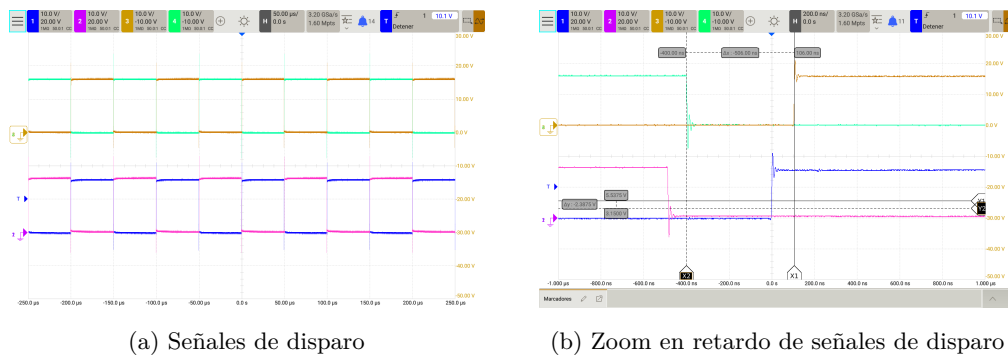


Figura 4.14: Captura de señales de disparo

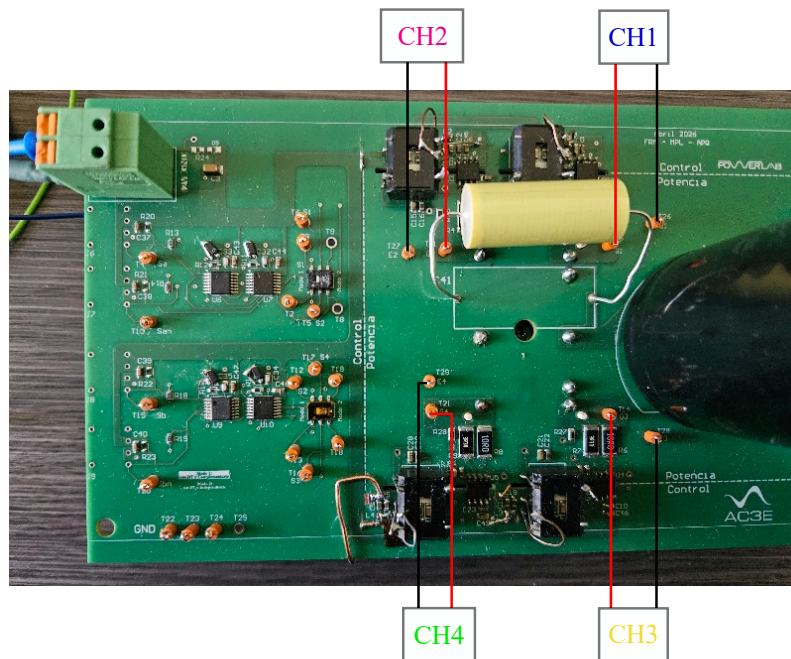


Figura 4.15: Conexión para mediciones de señales de disparo

Luego se soldaron los restos de componentes pasivos como el condensador DC-Link con la respectiva resistencia de descarga de este condensador. Además del convertidor de potencia, donde primero se probó solo un semi-puente, para luego probar el puente completo y obtener los resultados de las figuras 4.16. La conexión realizada para medir estas señales es la misma de la figura 4.15. Estas señales tienen un pequeño *overshoot*, pero se ve que pueden llegar a los 15 V y activar los semiconductores del convertidor.

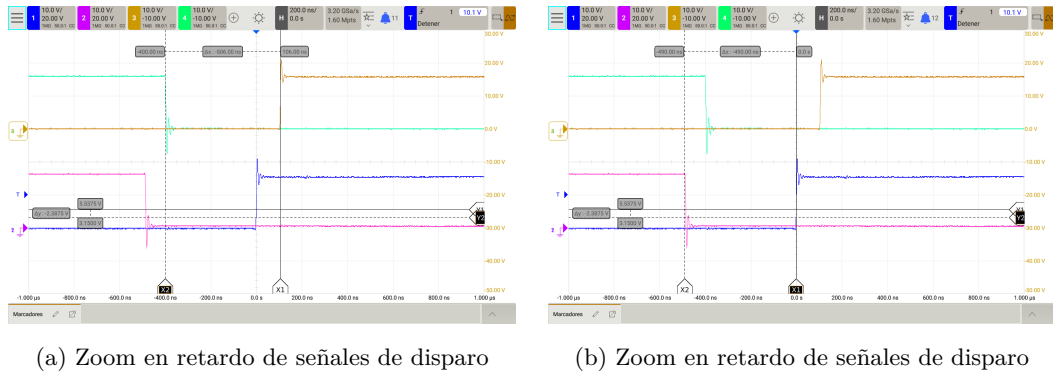


Figura 4.16: Zoom en el tiempo muerto con el convertidor completo

4.3.3. Pruebas de voltaje de salida

Para las mediciones de salida, deben estar todos los componentes soldados en la placa y con los tiempos muertos necesarios para que no haya problemas en el módulo del convertidor de potencia. Para tener un criterio de comparación más realista se realizarán prueba con la carga disponible en el laboratorio de electrónica industrial, utilizando los mismos valores. De aquí en el resto del capítulo, esta prueba será el caso de estudio, esto permitirá hacer una comparación más cercana a los resultados obtenidos en la simulación. Los valores a utilizar en la carga son:

Parámetro	Valor	Unidad
Inductancia (L_c)	3	mH
Condensador (C_L)	4700	μF
Resistencia carga (R_C)	5	Ω

Tabla 4.1: Parámetros de Prueba

Una vez conectada la carga a una de las ramas de salida se hacen pruebas usando solo esa rama, por lo que se deshabilitará el otro semi-puente del convertidor. Esta deshabilitación se realiza introduciendo una señal en bajo nivel o 0 V, en ambas señales de entrada PWM del semi-puente que no se utilizará —en este caso se deshabilita el A—. Estas entradas no pueden quedar la aire, pues estos puntos son sensibles al ruido e interferencias electromagnéticas y generar un falso encendido en alguno de estos semiconductores del convertidor. Se medirán el voltaje de la salida, voltaje entre las salidas y el voltaje en la carga.

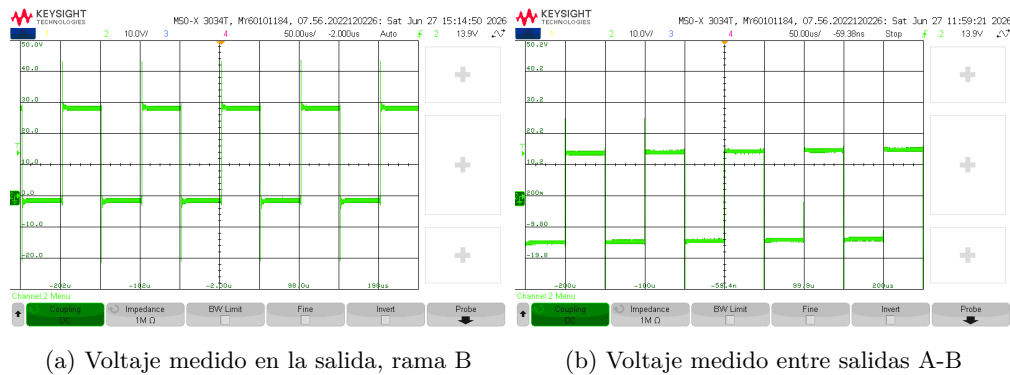


Figura 4.17: Voltaje medido en la salida

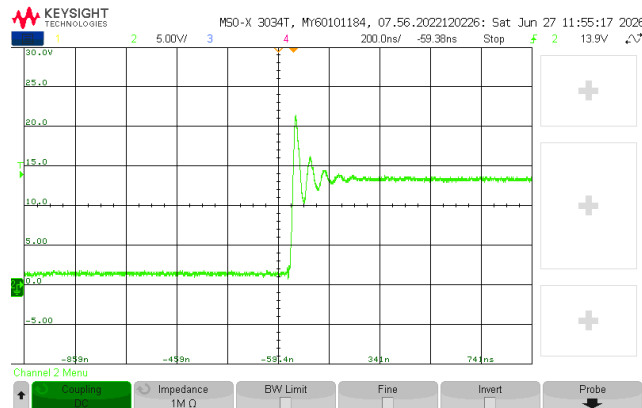


Figura 4.18: Voltaje medido en condensador de la carga

En este caso de estudio, en la figura 4.17 se puede observar que el voltaje medido en la salida B de la figura 4.17a, alcanza un valor de casi 15 V, coincidiendo con su resultado de simulación. Mientras que la figura 4.17b debería ser una señal cuadrada de 0 a 30 V, pero se obtuvo una señal con un offset negativo de voltaje, pero si alcanza a ser una señal de 30 V, en su valor pico-pico. Este offset se debe a que no hay una carga conectada en la salida A, por lo que la referencia en ese punto está flotando con respecto a la de B. En la figura 4.18 se muestra el transiente y el estado estacionario del voltaje medido en el condensador de la carga, aquí se obtiene un overshoot de hasta 22 V y un valor en estado estacionario de aproximadamente 13 V, coincidiendo con la simulación de este caso. La figura 4.19 muestra la forma de medir el voltaje de salida B y el voltaje de salida B-A. La figura 4.20 muestra la forma de medir el voltaje en la carga.

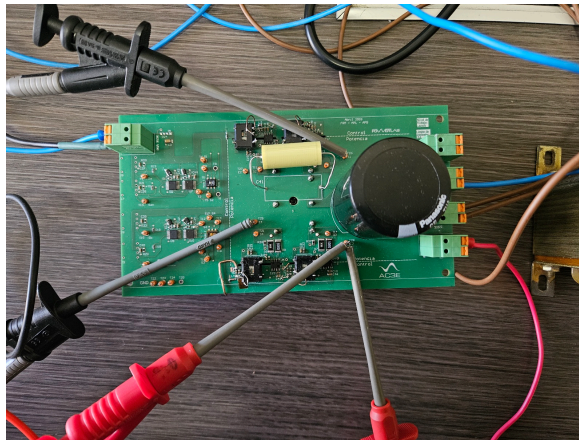


Figura 4.19: Conexión medición de voltaje de salida B y entre salidas

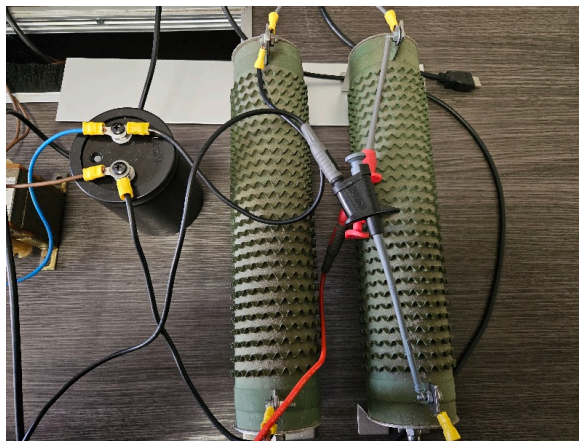


Figura 4.20: Conexión medición de voltaje de carga

4.4. Pruebas de Corriente

Para las pruebas de alimentación se necesitarán los siguientes componentes:

- Fuente 5V
- Fuente DC regulable Gwinsek GPS-3303
- Osciloscopio Keysight InfiniiVision MSOX3034T
- Plataforma digital Delfino
- Pinzas de corriente AEMC SL261

4.4.1. Pruebas de corriente de entrada

El set-up para la medición de corriente se ve en la figura 4.21, aquí solo se necesita medir la corriente de entrada de alimentación principal, puesto que es la que actúa en la carga. Las señales de entrada para la medición de corriente, son exactamente las mismas que para medir el voltaje de salida.

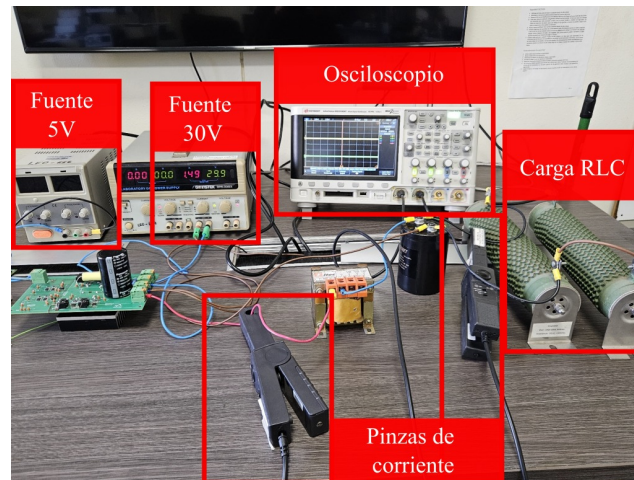


Figura 4.21: Set up mediciones de corriente

La figura 4.22 muestra la medición de la corriente de entrada y la forma en que se deben usar los elementos de laboratorio para obtener esa señal. El valor medio de señal azul es un valor de 1.48 A, cercano a la corriente impuesta en la fuente de voltaje de 1.49 A. Este valor en la fuente fue designado para energizar al convertidor y a su respectiva carga RLC.

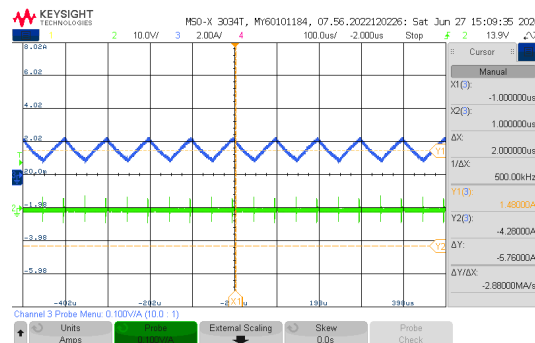


Figura 4.22: Corriente de entrada

4.4.2. Pruebas de corriente de salida

Utilizando el mismo set-up de medición de corriente de entrada, se obtiene en la figura 4.23a, la corriente medida en la salida B del convertidor con un valor medio cercano a los 2.92 A, valor que representa la medición de corriente de salida en la simulación de 3 A. Luego en la figura 4.23b se obtiene la corriente en la resistencia de carga, la cual se encuentra filtrada por el condensador de la carga.

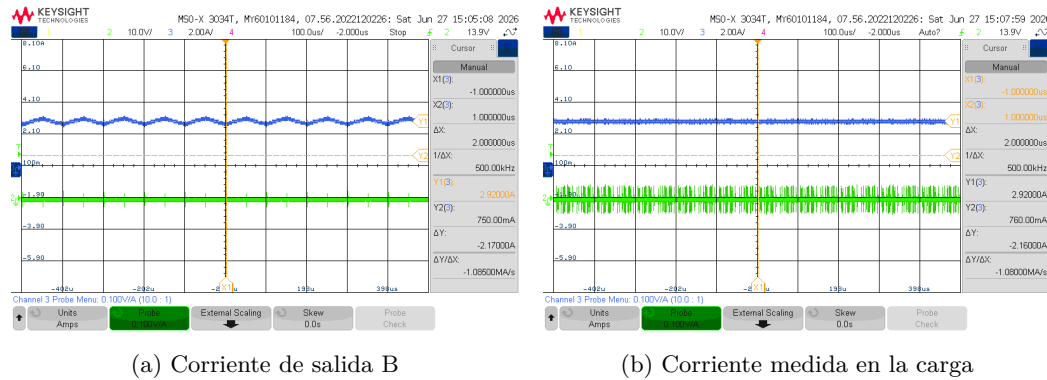


Figura 4.23: Medición de corriente en la salida

4.5. Resumen del capítulo

El Capítulo 4 detalla la materialización y puesta en marcha de la PCB del convertidor de potencia, comenzando con la inspección física y corrección de errores de ensamblaje en la etapa de manejo de disparos para luego pasar a la validación experimental. Para proteger los componentes, las pruebas se ejecutaron por etapas utilizando una fuente regulada de 30 V en lugar de los 400 V iniciales, evaluando tanto la alimentación auxiliar como las señales de conmutación inyectadas desde la plataforma Delfino. Estas pruebas validaron la operatividad del modo independiente y del complementario, destacando en este último la correcta actuación del tiempo muerto de 500 ns en los gate drivers para evitar cortocircuitos. Finalmente, al conectar la carga, las mediciones físicas en la salida (como el voltaje cercano a los 15 V y la corriente de 2.92 A) confirmaron que el comportamiento real del circuito coincide exitosamente con los resultados proyectados en tus simulaciones.

CONCLUSIONES

5.1. Resumen

El presente trabajo aborda la necesidad de contar con un módulo de conversión de potencia seguro, didáctico y de bajo costo para las experiencias prácticas del laboratorio de Electrónica Industrial. Tras evaluar las deficiencias de seguridad en los equipos existentes y comparar diversas alternativas comerciales, se optó por diseñar desde cero un convertidor de puente completo (full-bridge) proyectado para manejar un bus DC de 400 V. El núcleo del proyecto radica en la estricta separación de las etapas de potencia y manejo de disparos, garantizando la protección del usuario mediante aislamiento galvánico, el uso de conectores seguros, recepciones de señales PWM por fibra óptica y barreras físicas establecidas directamente en el ruteo de la placa de circuito impreso (PCB).

Para asegurar la integridad de los componentes frente a posibles errores de operación, la circuitería lógica se diseñó con dos modos de funcionamiento diferenciados: un modo complementario que inyecta analógicamente un tiempo muerto de 500 ns, y un modo independiente manejado por compuertas lógicas que impide el encendido simultáneo de los transistores de una misma rama. El diseño físico de la tarjeta integró componentes industriales robustos, como el módulo IGBT encapsulado SK15GH063, fuentes DC-DC aisladas para cada gate driver, y redes RC asimétricas calculadas para controlar las transiciones de encendido y apagado de los semiconductores.

La fase final de implementación y puesta en marcha demostró el éxito del diseño mediante pruebas experimentales escaladas por seguridad a 30 V. Las mediciones físicas confirmaron el correcto comportamiento de las fuentes auxiliares, la precisa generación de los tiempos muertos y la validación de los modos de conmutación. Finalmente, al someter el prototipo a una carga RLC, los voltajes y corrientes de salida obtenidos (como los 15 V pico y 2.92 A de

corriente media) replicaron con gran exactitud los resultados proyectados en las simulaciones, consolidando así un equipo plenamente funcional y seguro para la docencia.

5.2. Conclusiones

- **Integración exitosa de prototipo en el diseño físico:** La materialización de este prototipo demuestra que es factible operar componentes de índole industrial en un entorno de aprendizaje sin exponer al usuario a riesgos eléctricos. La seguridad condicionó cada decisión de hardware, lo cual se refleja exitosamente en la utilización de conectores de bloque atornillables, la utilización de componentes aislados en los puntos necesarios y el estricto respeto a las reglas de espaciado (clearance) en los planos de cobre de la PCB.
- **Protección por enclavamiento lógico:** La implementación de dos modos distintos de operación para el manejo de las conmutaciones resulta esencial para estudiar el comportamiento de la salida entregando mayor seguridad, evitando generar cortocircuitos en el bus DC y ayudando a garantizar una conmutación más confiable que proteja tanto a los componentes del equipo como a los usuarios durante las experiencias prácticas del laboratorio.
- **Alta fiabilidad del modelado matemático y simulación:** Existe una correlación sobresaliente entre el diseño teórico simulado a 10 kHz y el comportamiento físico real de la tarjeta. El correcto dimensionamiento de componentes críticos, como la capacitancia para suplir el pico de potencia instantánea de 22.5 W en el encendido de las compuertas y el cálculo de la resistencia de descarga del DC-link, se tradujo en señales limpias y conmutaciones estables en el osciloscopio.
- **Modularidad y escalabilidad:** Al consolidar un módulo IGBT integrado (con sus cuatro semiconductores) y acoplar gate drivers independientes (NCV51152BADR2G) con ajuste de velocidad dV/dt asimétrico, la tarjeta es un simple prototipo. El diseño entregado deberá tener una versión mejorada para conformar una plataforma profesional y luego escalarlo.

5.3. Trabajo Futuro

- **Diseño e implementación de una carcasa de acrílico:** Desarrollar una estructura protectora a medida que cubra la tarjeta, con el objetivo de brindar una mayor protección al usuario e impedir el contacto accidental con los elementos activos y de mayor peligro de la etapa de potencia. Asimismo, el diseño de esta carcasa debe contemplar ranuras o aperturas estratégicas que dejen el espacio libre necesario para

introducir las puntas de prueba y realizar las mediciones de laboratorio de forma segura.

- **Sistema de diagnóstico y control de fallas:** Implementar una etapa de protección activa mediante la integración de sensores de voltaje y sensores de corriente tipo LEM para monitorear en tiempo real las variables críticas del sistema y verificar de manera automática el estado de fallas (como sobrecorrientes o sobrevoltajes). Junto con esto, se contempla la inclusión de un código de visualización mediante distintos LEDs indicadores que permitan identificar con rapidez y precisión el error específico que esté ocurriendo en el circuito.
- **Integración de la interfaz de fibra óptica:** Trabajar en la habilitación y puesta en marcha definitiva de los receptores de fibra óptica que ya se encuentran incorporados en la placa. Esto permitirá aprovechar el aislamiento galvánico absoluto que ofrece este medio de transmisión para las señales de disparo PWM, eliminando la necesidad de usar cables físicos de cobre para los disparos y reduciendo al mínimo la susceptibilidad al ruido electromagnético del entorno.
- **Validación experimental a tensión nominal y con carga real:** Ejecutar pruebas de estrés y funcionamiento elevando el bus DC a su capacidad nominal de diseño de 400 V. Esto requiere someter el convertidor a cargas reales e inductivas que exijan los niveles de corriente y potencia para los cuales fueron dimensionados los módulos IGBT y el condensador DC-link, permitiendo validar la robustez del hardware en condiciones de operación industrial.
- **Análisis económico y de viabilidad:** Desarrollar un estudio de costos exhaustivo que detalle la lista de materiales (BOM), los gastos de manufactura de la placa de circuito impreso y el ensamblaje. Este análisis permitirá cuantificar de manera precisa la ventaja económica y la rentabilidad del diseño propuesto en comparación con las alternativas comerciales actualmente disponibles en el mercado.
- **Optimización del diseño térmico:** Evaluar el comportamiento termodinámico del convertidor operando a su potencia real máxima. Esto implica analizar empíricamente la disipación de calor del módulo semiconductor y los *gate drivers*, para luego seleccionar o rediseñar el disipador térmico adecuado, garantizando así un funcionamiento continuo, eficiente y seguro sin comprometer la integridad de la tarjeta por sobrecalentamiento.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Imperix, “PEH4010 - Full bridge building block,” 2023, rev. D. [Online]. Available: <https://imperix.com/wp-content/uploads/document/PEH4010.pdf>
- [2] Taraz Technologies, “SPM-FB Full Bridge Power Module,” 2015. [Online]. Available: <https://www.taraztechnologies.com/Downloads/Datasheets/SPM-FB.pdf>
- [3] Semikron, “Semiteach IGBT,” 2019, rev. 2. [Online]. Available: <https://www.thierry-lequeu.fr/data/SEMITEACH-IGBT-datasheet-2019.pdf>
- [4] Texas Instruments, “Using the UCC28950EVM-442 User’s Guide,” 2010. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ug/sl00421a/sl00421a.pdf>
- [5] Infineon, “3300 W 52 V LLC with 600 V CoolMOS CFD7 and XMC,” 2025. [Online]. Available: <https://www.infineon.com/assets/row/public/documents/24/42/infineon-evaluationboard-eval-3k3w-llc-hb-cfd7-applicationnotes-en.pdf>
- [6] Nexperia, “NX-HB-GAN111UL 2.0 kW half-bridge evaluation board user guide,” 2025. [Online]. Available: <https://assets.nexperia.com/documents/user-manual/UM90045.pdf>
- [7] Microchip, “4kW dsPIC33C Phase-Shifted Full-Bridge DC-DC Demonstration Application User Guide,” 2025. [Online]. Available: <https://ww1.microchip.com/downloads/aemDocuments/documents/MCU16/ProductDocuments/UserGuides/4kW-dsPIC33C-Phase-Shifted-Full-Bridge-DC-DC-DA-User-Guide-DS70005619.pdf>
- [8] Phoenix Contact, “1017503 TDPT 2,5/ 2-SP-5,08 - PCB terminal block,” 2025. [Online]. Available: https://www.phoenixcontact.com/en-us/products/printed-circuit-board-terminal-tdpt-25-2-sp-508-1017503?utm_source=pdf&utm_medium=pdf
- [9] Semikron, “SK15GH063 SEMITOP 2 IGBT Module,” 2006. [Online]. Available: <https://4donline.ihs.com/images/VipMasterIC/IC/SEMI/SEMI-S-A0002551228/SEMI-S-A0002551221-1.pdf?hkey=6D3A4C79FDBF58556ACFDE234799DDF0>

- [10] Panasonic, “Panasonic Large Can Aluminum Electrolytic Capacitors,” 2000. [Online]. Available: <https://www.farnell.com/datasheets/18866.pdf>
- [11] Vishay, “MKT1813 DC Film Capacitors MKT Axial Type,” 2022. [Online]. Available: <https://www.vishay.com/docs/26013/mkt1813.pdf>
- [12] Yageo, “Datasheet Through Hole Resistors Metal Film Resistors General Purpose MFR Series,” 2024. [Online]. Available: https://yageogroup.com/content/Resource%20Library/Datasheet/YAGEO-MFR_DATASHEET.pdf
- [13] XP Power, “PBT02F series XP Power 2W,” 2025. [Online]. Available: <https://www.xppower.com/storage/portals/0/pdfs/SF.PBT02F.pdf>
- [14] Onsemi, “Onsemi 3.75 kVrms, 4.5-A/9-A Isolated Single Channel Gate Driver NCV51152,” 2024. [Online]. Available: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/ncv51152-d.pdf>
- [15] onsemi, “Isolated Single Channel Gate Driver Evaluation Board User’s Manual,” 2023. [Online]. Available: <https://www.onsemi.com/download/eval-board-manual/pdf/evbum2872-d.pdf>
- [16] Broadcom, “HFBR-0500ETZ Series Versatile Link Fiber-Optic Connection,” 2023. [Online]. Available: <https://docs.broadcom.com/doc/AV02-3283EN>
- [17] Diodes Incorporated, “Diodes QUADRUPLE 2-INPUT AND GATES,” 2013. [Online]. Available: <https://www.diodes.com/datasheet/download/74HC08.pdf>
- [18] Toshiba, “Toshiba CMOS Digital Integrated Circuits Silicon Monolithic,” 2015. [Online]. Available: https://toshiba.semicon-storage.com/info/74VHCT04AFT_datasheet_en.20170222.pdf?did=15620&prodName=74VHCT04AFT
- [19] Nidec Components, “Slide Switches (SMD) CAS.” [Online]. Available: <https://www.nidec-components.com/e/catalog/switch/cas.pdf>
- [20] Texas Instruments, “Demystifying Clearance and Creepage Distance for High-Voltage End Equipment,” 2024. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ml/slup419/slup419.pdf?ts=1783305392253>