

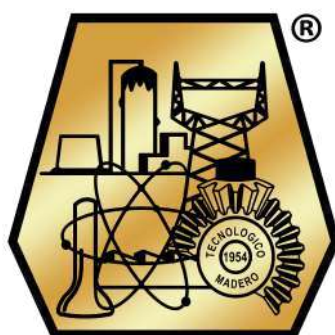


EDUCACIÓN
SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO NACIONAL DE MÉXICO

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE CIUDAD MADERO
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELÉCTRICA



"POR MI PATRIA Y POR MI BIEN"

TESIS

**"CONTROL DE ENERGÍA CON UN DOBLE PUENTE ACTIVO PARA
EL ARRANQUE DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN"**

Que para obtener el Grado de
Maestro en Ingeniería Eléctrica

Presenta

Ing. José Francisco Manríquez Ramírez

G16070750

CVU 1268203

Director de la Tesis

M.C. Rafael Castillo Gutiérrez

CVU 63299

Co-director de la Tesis

Dr. Pedro Martín García Vite



Instituto Tecnológico de Ciudad Madero
Subdirección Académica
División de Estudios de Posgrado e Investigación

Ciudad Madero, Tamaulipas, **01/julio/2025**

Oficio No.: U2.034/25
Asunto: Autorización de impresión de tesis

C. JOSÉ FRANCISCO MANRÍQUEZ RAMÍREZ
No. DE CONTROL G16070750
P R E S E N T E

Me es grato comunicarle que después de la revisión realizada por el Jurado designado para su Examen de Grado de Maestría en Ingeniería Eléctrica, se acordó autorizar la impresión de su tesis titulada:

"CONTROL DE ENERGÍA CON UN DOBLE PUENTE ACTIVO PARA EL ARRANQUE DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN"

El Jurado está integrado por los siguientes catedráticos:

PRESIDENTE:	M.C. RAFAEL CASTILLO GUTIÉRREZ
SECRETARIO:	DR. PEDRO MARTÍN GARCÍA VITE
VOCAL:	M.C. AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ
SUPLENTE:	DR. GABRIEL CALDERÓN ZAVALA
DIRECTOR DE TESIS:	M.C. RAFAEL CASTILLO GUTIÉRREZ
CO-DIRECTOR:	DR. PEDRO MARTÍN GARCÍA VITE

Es muy satisfactorio para la División de Estudios de Posgrado e Investigación compartir con usted el logro de esta meta. Espero que continúe con éxito su desarrollo profesional y dedique su experiencia e inteligencia en beneficio de México.

ATENTAMENTE
Excelencia en Educación Tecnológica®
"Por mi patria y por mi bien"®


RAFAEL CASTILLO GUTIERREZ
JEFE DE LA DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE
POSGRADO E INVESTIGACIÓN

ccp. Archivo
RCG/ RCI/aecr



2025
Año de
La Mujer
Indígena

Av. 1° de Mayo y Sor Juana I. de la Cruz S/N Col. Los Mangos
C.P. 89440 Cd. Madero, Tam. Tel. (833) 3574820 ext. 3110
e-mail: depi_cdmadero@tecnm.mx www.tecnm.mx
www.cdmadero.tecnm.mx



Dedicatoria

A mis padres, quienes con esfuerzo incansable, amor infinito y sacrificios desinteresados me han apoyado en cada etapa de mi vida. Su ejemplo de fortaleza y dedicación es la base de mis logros. Este trabajo es un tributo a su lucha y a su corazón, que nunca me ha faltado. ¡Muchas gracias!

Agradecimientos

Agradezco al Tecnológico Nacional de México de Ciudad Madero por brindarme la oportunidad de cursar este posgrado en sus instalaciones, así como por la excelencia académica que caracteriza a su programa de maestría. Un reconocimiento especial a los profesores, quienes fueron pilares fundamentales en mi desarrollo profesional. Generosamente, compartieron su tiempo, experiencia y sabiduría en el campo de la Ingeniería Eléctrica, enriqueciendo mi formación tanto dentro como fuera del aula.

Extiendo mi agradecimiento a mi asesor de tesis, el M.C. Rafael Castillo Gutiérrez, por su invaluable apoyo en este proyecto, así como al Dr. Pedro Martín García Vite por sus consejos y orientación.

Un agradecimiento muy especial a mi novia, Yazmín, por su inmenso cariño y amor incondicional durante las dificultades que enfrenté.

Por último, agradezco a mis compañeros de maestría por su excelente calidad humana y por los momentos tan gratos que compartimos.

Resumen

Este proyecto se centra en el diseño e implementación de un sistema de respaldo energético basado en un convertidor Puente Doble Activo (DAB), destinado a garantizar el arranque y funcionamiento continuo de un Motor de Inducción (MI) trifásico de 1/4 HP. El sistema utiliza energía solar fotovoltaica y baterías para mejorar la eficiencia energética y reducir la dependencia de la red eléctrica, especialmente en procesos industriales críticos donde la continuidad de potencia es esencial. El desarrollo del convertidor DAB siguió un enfoque estructurado en tres etapas claves:

- Generación de señales de control: Se implementó un microcontrolador ATmega328P para generar una Modulación por ancho de pulsos (PWM) con desfase variable, ajustables según los requisitos de transferencia de potencia. Estos pulsos se optimizaron mediante un módulo generador de tiempo muerto para evitar cortocircuitos en los puentes, y su integridad se verificó con mediciones de osciloscopio. Posteriormente, las señales fueron aisladas y amplificadas mediante opto-drivers, asegurando una conmutación precisa y segura de cada Transistor Bipolar de Puerta Aislada (IGBT) en ambos puentes activos.
- Etapa de potencia: Se diseñaron dos placas PCB de alta corriente (hasta 5 A) para alojar los puentes H. Estas placas se interconectaron con un transformador de alta frecuencia, componente crítico para el aislamiento galvánico y la transferencia eficiente de energía entre los puentes.
- Transformador de alta frecuencia: Se diseñó y construyó un transformador que opera en el rango de frecuencias del DAB, permitiendo la transferencia de potencia bidireccional mediante el acoplamiento magnético de los puentes H. Este transformador no solo proporciona aislamiento eléctrico, sino que también eleva el voltaje para facilitar la operación del sistema con mínimas pérdidas.

Abstract

This project focuses on the design and implementation of a backup power system based on a Dual Active Bridge (DAB) converter, aimed at ensuring the startup and continuous operation of a 1/4 HP three-phase Induction Motor (IM). The system utilizes photovoltaic solar energy and batteries to improve energy efficiency and reduce dependence on the electrical grid, particularly in critical industrial processes where power continuity is essential. The development of the DAB converter followed a structured approach consisting of three key stages:

- Control signal generation: An ATmega328P microcontroller was implemented to generate Pulse Width Modulation (PWM) signals with variable phase shift, adjustable according to power transfer requirements. These pulses were optimized using a dead-time generator module to prevent short circuits in the bridges, and their integrity was verified through oscilloscope measurements. Subsequently, the signals were isolated and amplified using opto-drivers, ensuring precise and safe switching of the Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs) in both active bridges.
- Power stage: Two high-current (up to 5 A) PCB boards were designed to house the H-bridges. These boards were interconnected through a high-frequency transformer, a critical component for galvanic isolation and efficient energy transfer between the bridges.
- High-frequency transformer: A transformer operating in the frequency range of the DAB was designed and constructed, enabling bidirectional power transfer through the magnetic coupling of the H-bridges. This transformer not only provides electrical isolation but also steps up the voltage to facilitate system operation with minimal losses.

Índice general

Dedicatoria	II
Agradecimientos	III
Resumen	IV
Abstract	V
Índice general	VI
Lista de acrónimos	IX
Lista de tablas	X
Lista de figuras	XI
1. Introducción	13
1.1. Antecedentes	13
1.2. Planteamiento del problema	14
1.3. Justificación	14
1.4. Objetivos	15
1.4.1. Objetivos generales	15
1.4.2. Objetivo específicos	15
1.5. Hipótesis	15
1.6. Alcance y limitaciones	16
1.6.1. Alcance	16
1.6.2. Limitaciones	16
1.7. Estructura de la tesis	16

2. Marco teórico	17
2.1. Sistema basado en energía solar	18
2.2. Efecto Fotovoltaico	18
2.3. Convertidores estáticos de potencia	19
2.3.1. Conversión de CD a CA	20
2.3.2. Conversión de CA a CD	22
2.4. Convertidores CD-CD aislados	25
2.4.1. Convertido DAB	26
2.5. Modulación por ancho de pulsos	30
2.6. Motor de inducción	30
2.6.1. Potencia activa y reactiva	31
2.6.2. Factor de potencia	32
2.6.3. Operatividad del motor de inducción	32
2.6.4. Obtención de la potencia	34
3. Diseño del convertidor doble puente activo	36
3.1. Transformador	37
3.1.1. Principio de funcionamiento	37
3.1.2. Núcleo de Ferrita	38
3.1.3. Efecto piel	39
3.2. Diseño del transformador	40
3.2.1. Determinación de vueltas	43
3.2.2. Conductor multifilar	43
3.3. Construcción del transformador	45
3.4. Generación de Señales de control	48
3.4.1. Generador de tiempo muerto	49
3.4.2. Manejador de compuerta	53
3.5. Puente H	56
4. Validación y resultados	62
4.1. Generador de desfase	63
4.2. Modulo generador de tiempo muerto	64
4.3. Modulo manejador de compuertas	68

4.4. Funcionalidad del convertidor doble puente activo	70
5. Conclusiones	74
5.1. Trabajos a futuro	75
Bibliografía	76

Lista de Acrónimos

- BJT** Transistor de union bipolar. 56
- CA** Corriente Alterna. 19–23, 31, 37, 57, VII
- CA-CA** Convertidor de Corriente Alterna a Corriente Alterna. 16, 26
- CD** Corriente Directa. 14, 19, 20, 22–24, 57, 71–73, VII
- CD-CD** Convertidor de Corriente Directa a Corriente Directa. 14, 16, 25, 26, 53, VII
- CEP** Convertidor estático de Potencia. 19, 20, XI
- DAB** Puente Doble Activo. 13–17, 25–27, 34, 35, 74, IV, VII, XI
- F.p** Factor de potencia. 32
- FEM** Fuerza electromotriz. 38
- IGBT** Transistor Bipolar de Puerta Aislada. 16, 26, 56, 57, 59, 69, 72, 74, IV
- kW** Kilowatt. 31
- MI** Motor de Inducción. 14–17, 30–33, 35, IV
- MIE** Maestría en Ingeniería Eléctrica. 32, 45, 46, 52, 73
- MOSFET** Transistor de Efecto de Campo de Metal-Óxido-Semiconductor. 26, 56
- P** Potencia activa. 31, 32, 34
- PV** Fotovoltaica. 13, 15, 19, 26, XI
- PWM** Modulación por ancho de pulsos. 17, 30, 48, 50, 63, 64, 69, 74, IV, XI
- Q** Potencia reactiva. 32, 34
- S** Potencia aparente. 32, 34, 41
- SMD** Dispositivo de montaje superficial. 59
- VA** Volt-amper. 32, 35
- VAR** Volt-amper reactivo. 32, 34
- W** Watt. 31, 34, 41

Lista de Tablas

2.1. Secuencia de conmutación del convertidor	27
2.2. Mediciones con carga.	34
2.3. Datos del motor Lab-Volt.	35
3.1. Datos para el diseño del transformador.	41
3.2. Especificaciones para impresión 3D.	47
3.3. Descripción de pines del optoacoplador.	53
3.4. Especificaciones de dispositivos electrónicos.	56
3.5. Parámetros clave del IGBT ISL9V3040D3S.	57
3.6. Parámetros clave del SF10A400H para aplicación en puente H.	58

Lista de Figuras

2.1. Generación solar	18
2.2. Efecto PV	19
2.3. Estructura de un CEP.	20
2.4. Clasificación de los inversores.	20
2.5. Puente completo.	21
2.6. Formas de onda del puente completo.	22
2.7. Rectificador de media onda.	23
2.8. Rectificador con puente de diodos.	24
2.9. Señales del rectificador con puente de diodos.	25
2.10. Topología del convertidor DAB.	27
2.11. Estado de conmutación 1.	28
2.12. Estado de conmutación 2.	28
2.13. Estado de conmutación 3.	29
2.14. Estado de conmutación 4.	29
2.15. Motor inducción	31
2.16. Motor Lab-volt.	33
2.17. Diagrama de conexión.	33
3.1. Circuito magnético del transformador.	38
3.2. Distintos núcleos de ferrita.	39
3.3. Efecto piel en alta frecuencia.	40
3.4. Lista de conductores.	42
3.5. Núcleo de ferrita EE50.	42
3.6. Vistas del carrete	46
3.7. Impresora Ender.	46
3.8. Núcleo del transformador.	47
3.9. Transformador de ferrita.	47
3.10. Generador de señales PWM.	48
3.11. Generador de desfase.	49
3.12. Tiempo muerto.	50
3.13. Señales PWM.	50
3.14. Prototipo inicial del generador de tiempo muerto.	51
3.15. Diagrama esquemático del generador de tiempo muerto.	51
3.16. Trazado de pistas de la PCB.	52
3.17. Modulo generador de tiempo muerto.	52
3.18. Diagrama interno del optoacoplador.	53
3.19. Manejador de compuerta.	54
3.20. Modulo manejador de compuertas.	54

3.21. Prototipo del modulo manejador de compuerta en protoboard.	55
3.22. Modulo manejador de compuertas.	55
3.23. Diagrama de conexión puente H.	58
3.24. Prototipo del puente H.	58
3.25. Propuesta de PCB para el puente H.	59
3.26. Mecanizado del puente H.	60
3.27. Puente H con mascara anti soldadura.	60
3.28. PCB terminada.	61
4.1. Equipos utilizados para las pruebas físicas de las PCB.	62
4.2. Simulación de generador de desfase.	63
4.3. Señales desfasadas.	63
4.4. Prueba a PCB generador de desfase.	64
4.5. Simulación del generador del tiempo muerto.	65
4.6. Prueba al modulo generador de tiempo muerto.	66
4.7. Señales del modulo generador de tiempo muerto.	67
4.8. Simulación en Proteus.	68
4.9. Señales de la simulación.	68
4.10. Señales del manejador de compuerta.	69
4.11. Operatividad del convertidor.	70
4.12. Operatividad del convertidor	71
4.13. Señal de la fuente lab-Volt.	72
4.14. Modificaciones en el convertidor.	72
4.15. Mediciones del convertidor.	73

Capítulo 1

Introducción

1.1. Antecedentes

México cuenta con un clima favorable para la energía solar, con altos niveles de irradiación solar en gran parte del territorio. Esto ha permitido la realización de proyectos de energía fotovoltaica en todo el país.

La energía Fotovoltaica (PV) en México ha experimentado un crecimiento significativo en los últimos años. A medida que el país busca diversificar su matriz energética y reducir su dependencia de los combustibles fósiles, la energía solar PV se ha convertido en una fuente clave de generación de electricidad. Se ha vuelto la más utilizada para la generación de energía limpia, al implementar este tipo de métodos para la obtención de energía se obtienen varios beneficios, tales como reducción de consumo de energía eléctrica, favoreciendo a la imagen de la empresa.

Por lo tanto, la energía PV se ha convertido en una vía de ahorro y de mejora de la eficiencia para cualquier empresa. La maquinaria requiere de gran cantidad de suministro eléctrico, además que algunas áreas de procesos se requiere operación continua. Por esta razón, una instalación PV supone varias ventajas ya que se puede solventar un porcentaje del consumo total de energía en ciertas áreas.

En este contexto, el uso de convertidores como el DAB representa una solución eficiente para la integración de sistemas fotovoltaicos con cargas dinámicas como los motores eléctricos. Este tipo de convertidor permite la transferencia bidireccional de energía con un control

preciso del flujo de potencia, lo cual es fundamental cuando se requiere alimentar motores en aplicaciones industriales. Además, el DAB permite un acoplamiento eficiente entre el sistema de generación fotovoltaica y los buses de CD, facilitando así la conversión de energía con alta eficiencia, bajo volumen y bajo peso. Esta característica es especialmente útil en sistemas donde la demanda de potencia varía constantemente, como ocurre con los motores eléctricos utilizados en procesos productivos.

1.2. Planteamiento del problema

La gran mayoría de los procesos en la industria emplean motores de inducción trifásicos estos deben tener continuidad de suministro eléctrico esto es común en aplicaciones como sistemas de bombeo, ventilación, cintas transportadoras esto genera un problema al emplearlo con paneles fotovoltaicos ya que estos dependen de la radiación solar para generar energía eléctrica, esto se soluciona empleando bancos de baterías.

Por lo tanto, se debe diseñar y crear un DAB, este es un Convertidor de Corriente Directa a Corriente Directa (CD-CD) la función de este es la de extraer y controlar la potencia almacenada en las baterías hacia al sistema de control del MI. Se escoge este convertidor por su gran capacidad de controlar grandes potencias, por su aislamiento galvánico, además de que su tamaño y peso son reducidos.

1.3. Justificación

La necesidad de contar con una fuente alternativa de energía se vuelve evidente al considerar posibles fallas o eventualidades por parte de la compañía suministradora de energía. En tales situaciones, la generación de Corriente Directa (CD) almacenada en los bancos de baterías puede entrar en acción de manera inmediata, asegurando la continuidad del servicio. Este enfoque no solo permite mantener la operación normal en caso de cortes de energía inesperados, sino que también ofrece la flexibilidad necesaria para finalizar procesos en curso además de llevar a cabo paradas controladas sin comprometer la integridad de los equipos.

Además, la energía almacenada en los bancos de baterías puede ser utilizada durante los picos de demanda, ayudando a aliviar la carga en la red eléctrica y potencialmente reduciendo los costos de energía

1.4. Objetivos

1.4.1. Objetivos generales

Operar de forma continua y eficiente el MI mediante la implementación de un sistema de respaldo, con el objetivo de mantener ininterrumpido el suministro de energía y garantizar un servicio continuo frente a eventualidades que puedan comprometer la disponibilidad del servicio eléctrico, utilizando convertidores como el doble puente activo (DAB) para una transferencia eficiente de energía.

1.4.2. Objetivo específicos

- Diseñar y construir un DAB.
- Diseñar y construir un transformador de alta frecuencia.
- Lograr la transferencia de potencia.
- Diseñar y construir PCBs.

1.5. Hipótesis

Dado que el arranque de un MI trifásico de 1/4 HP con energía PV requiere un convertidor capaz de gestionar flujos de potencia variables con alta eficiencia, se plantea que el DAB, gracias a su diseño bidireccional, su capacidad de mantener una corriente más estable y su alta eficiencia operativa en condiciones de carga parcial, permitirá un arranque estable del motor, reduciendo las pérdidas energéticas y demostrando su viabilidad en aplicaciones industriales basadas en energías renovables.

1.6. Alcance y limitaciones

1.6.1. Alcance

- Diseño y construcción de un CD-CD.
- El proyecto incluirá el diseño detallado y la construcción del convertidor CD-CD.

1.6.2. Limitaciones

- El DAB se diseñará solo para un MI trifásico de 1/4 de HP.
- Será sistema de control de lazo abierto.
- Será exclusivo para la potencia del MI.

1.7. Estructura de la tesis

- **Capítulo 1 Introducción:** Se presenta el contexto general del proyecto, los objetivos, la justificación y el planteamiento del problema.
- **Capítulo 2 Marco teórico:** Se recopilan y analizan los fundamentos teóricos necesarios, incluyendo el funcionamiento de motores de inducción, sistemas basados en energía solar, Convertidor de Corriente Alterna a Corriente Alterna (CA-CA) y CD-CD, con énfasis en el convertidor de doble puente activo (DAB).
- **Capítulo 3 Diseño del convertidor doble puente activo:** Se detalla el diseño y construcción del transformador de alta frecuencia a su vez la generación de las señales de control para la activación adecuada de los IGBT.
- **Capítulo 4 Validación y resultados:** En este capítulo se llevan a cabo pruebas de funcionalidad de las PCB diseñadas y fabricadas mediante una máquina CNC, cuyos resultados se comparan con las simulaciones realizadas en software especializado.
- **Capítulo 5 Conclusiones:** Se exponen las conclusiones generales del proyecto y se proponen líneas de trabajo a futuro.

Capítulo 2

Marco teórico

El Capítulo 2 establece los fundamentos teóricos necesarios para el desarrollo del DAB. Se inicia con la explicación del efecto fotovoltaico, base de la generación solar, y se examinan los convertidores estáticos de potencia, esenciales para adaptar la energía a las necesidades del sistema. Se analizan los inversores y rectificadores, destacando sus principios de funcionamiento y eficiencia.

El capítulo profundiza en el convertidor DAB, resaltando su capacidad de transferencia bidireccional de energía y aislamiento galvánico, gracias al uso de un transformador de alta frecuencia. También se presenta la PWM como método clave de control, y se introduce el MI como carga representativa. Este conjunto de conceptos proporciona el marco teórico que sustenta el diseño práctico abordado en los capítulos siguientes.

2.1. Sistema basado en energía solar

Se define como energía solar fotovoltaica al proceso de obtención de energía eléctrica por medio de paneles fotovoltaicos. Los módulos o colectores fotovoltaicos están conformados por dispositivos semiconductores tipo “diodo”, los cuales al recibir radiación solar mediante un proceso químico se excitan y provocan saltos electrónicos; esto se conoce como efecto fotoeléctrico. Al producirse este fenómeno se genera una pequeña diferencia de potencial en sus extremos. El acoplamiento en serie de varios de estos foto diodos permite la obtención de voltajes mayores en configuraciones muy sencillas para el uso de pequeños dispositivos electrónicos.

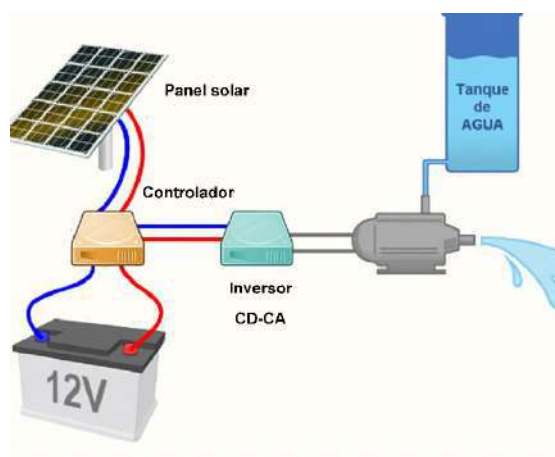


Figura 2.1: Generación solar [1].

2.2. Efecto Fotovoltaico

El atractivo de las tecnologías fotovoltaicas es potente, pues se trata de equipos limpios, silenciosos y confiables que son totalmente amigables con el medio ambiente y pueden durar más de tres décadas. Además, tienen muy bajos costos operacionales y de mantenimiento, pues no poseen partes móviles ni requieren de ningún insumo (salvo la luz del sol). Su gran inconveniente son los aún altos costos por kW de potencia [4].

El efecto fotovoltaico se basa en el uso de materiales semiconductores. Éstos se caracterizan porque conducen la electricidad mejor que un aislante y menos efectivamente que

un metal, pero sobre todo porque mejoran su capacidad para conducir la electricidad al ser iluminados. Cuando incide luz sobre un semiconductor, la energía suministrada ayuda a darle mayor movilidad a algunos de los electrones presentes en el material, por lo que su capacidad para conducir la electricidad aumenta.

Sin embargo, para producir el efecto fotovoltaico no basta con liberar electrones. Es necesario que aparezca un voltaje que mueva a estos electrones en una dirección preferencial, generando una corriente eléctrica. La forma más común de lograr esto es unir dos materiales semiconductores de características electrónicas diferentes: uno de ellos debe ser capaz de ceder parte de sus electrones con facilidad (se le llama material tipo N), mientras que el otro debe aceptar fácilmente electrones adicionales (material tipo P). El efecto fotovoltaico se produce precisamente al iluminar la superficie de unión entre los dos diferentes materiales.[2]

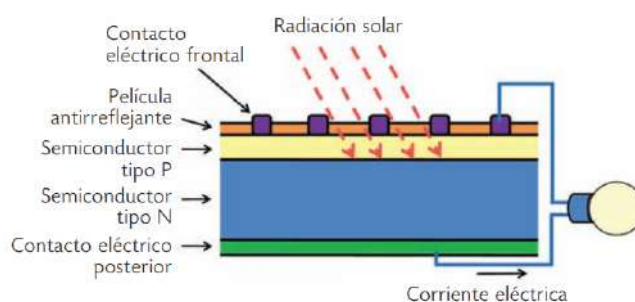


Figura 2.2: Efecto PV [2].

2.3. Convertidores estáticos de potencia

El Convertidor estático de Potencia (CEP) destaca por su gran versatilidad y utilidad, especialmente en el sector industrial, ya que transforma, convierte y adapta la energía eléctrica a la potencia deseada, dependiendo de los fines que se quieran obtener.

Un CEP es un circuito electrónico que convierte la energía eléctrica a valores deseados para su uso en aplicaciones, normalmente esto se logra utilizando una acción de conmutación de alta frecuencia. Esta conversión puede ser de CD a CA o de CA a CD para aumentar o disminuir la tensión o cambiar la polaridad. Además, el convertidor actúa como enlace entre la fuente de alimentación y la salida de la fuente de alimentación. En la Figura 2.3 se muestra el diagrama típico de un CEP [5].

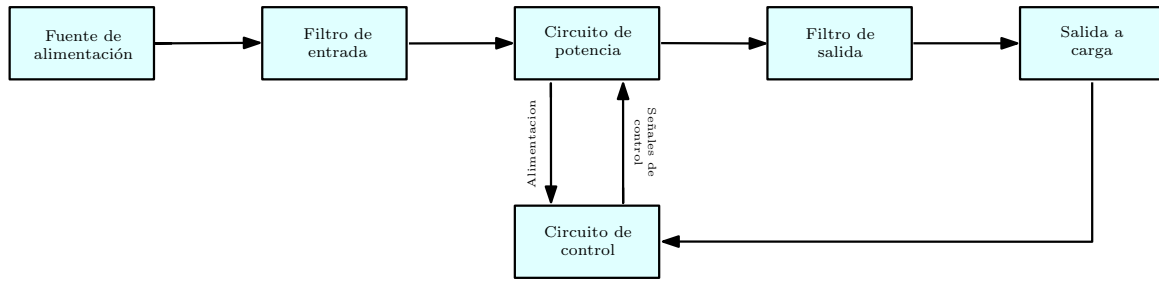


Figura 2.3: Estructura de un CEP.

2.3.1. Conversión de CD a CA

A este tipo de CEP se le denomina inversores, son circuitos que convierten la CD en CA. Más exactamente, los inversores transfieren potencia desde una fuente de continua a una carga de alterna. En otras aplicaciones, el objetivo es crear una tensión alterna cuando sólo hay disponible una fuente de tensión continua[6].

En la Figura 2.4 se presenta la clasificación de estos inversores. En este proyecto, se emplea un puente H completo de onda cuadrada, por lo que es necesario comprender su principio de operación.

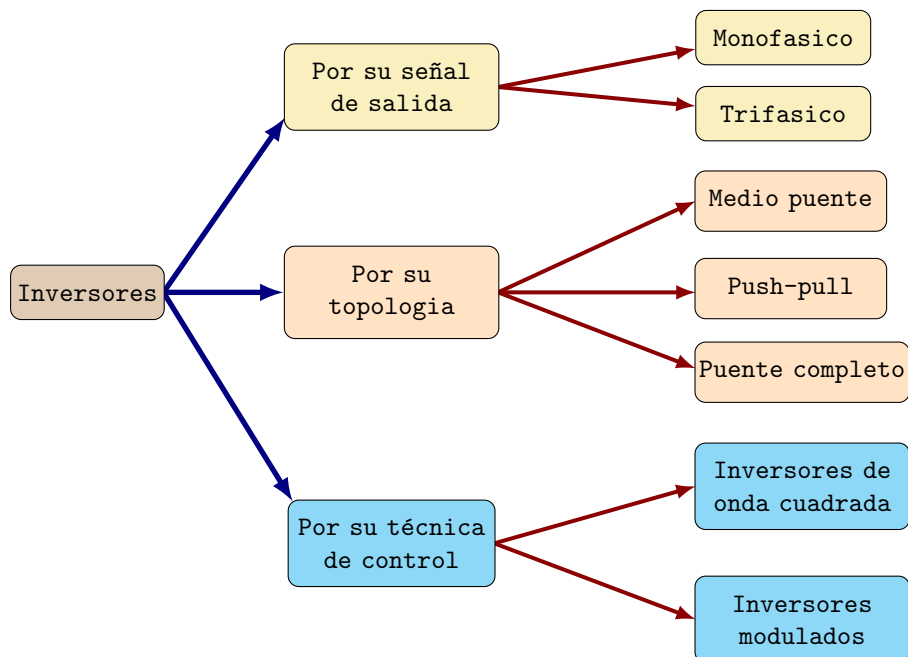


Figura 2.4: Clasificación de los inversores.

Inversor de puente completo

En la Figura 2.5 se muestra el diagrama de conexión del puente completo, el cual está alimentado por una fuente de voltaje V_e y consta de cuatro transistores de potencia ($T1-T4$) distribuidos en dos ramas: la primera formada por $T1$ y $T3$, y la segunda por $T2$ y $T4$ [7].

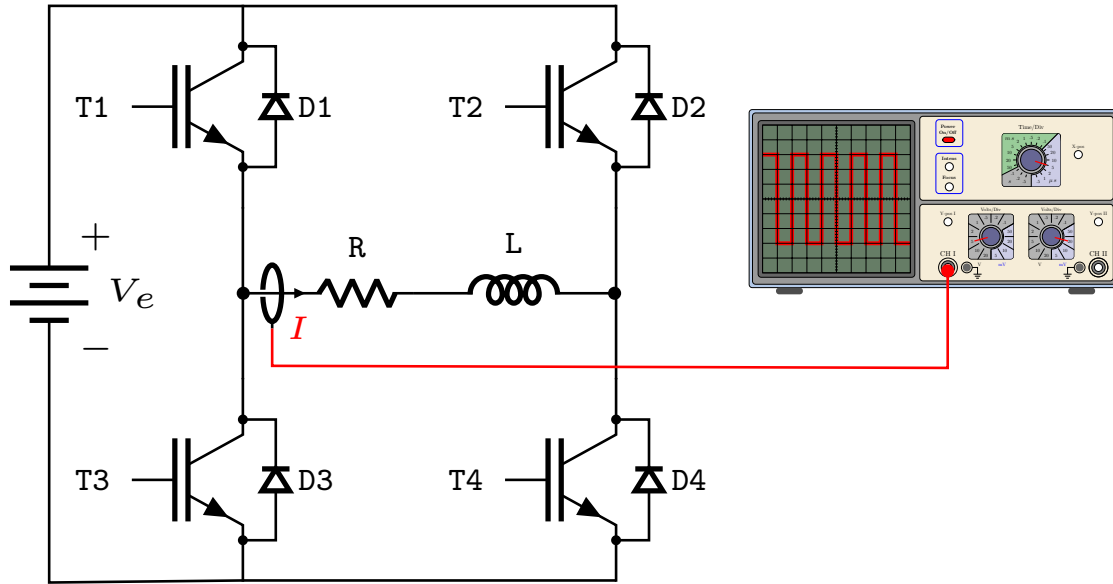


Figura 2.5: Puente completo.

Las cargas típicas en sistemas de CA suelen ser inductivas, compuestas por una combinación de resistencia (R) e inductancia (L). Durante su operación, la inductancia almacena energía en su campo magnético ($E = \frac{1}{2}LI^2$). Al interrumpirse la corriente (por ejemplo, durante la conmutación de los transistores), esta energía induce un voltaje inverso ($V = -L\frac{di}{dt}$), cuyos picos pueden alcanzar valores destructivos para los dispositivos semiconductores. Para poder generar un camino a este voltaje inverso, se le añade un diodo anti paralelo a cada transistor, el diodo proporciona una ruta de descarga segura para la corriente inductiva, disipando la energía gradualmente.

El principio de operación se describe en la Figura 2.6 en la que se muestra el comportamiento de la corriente y el voltaje del inversor de puente completo.

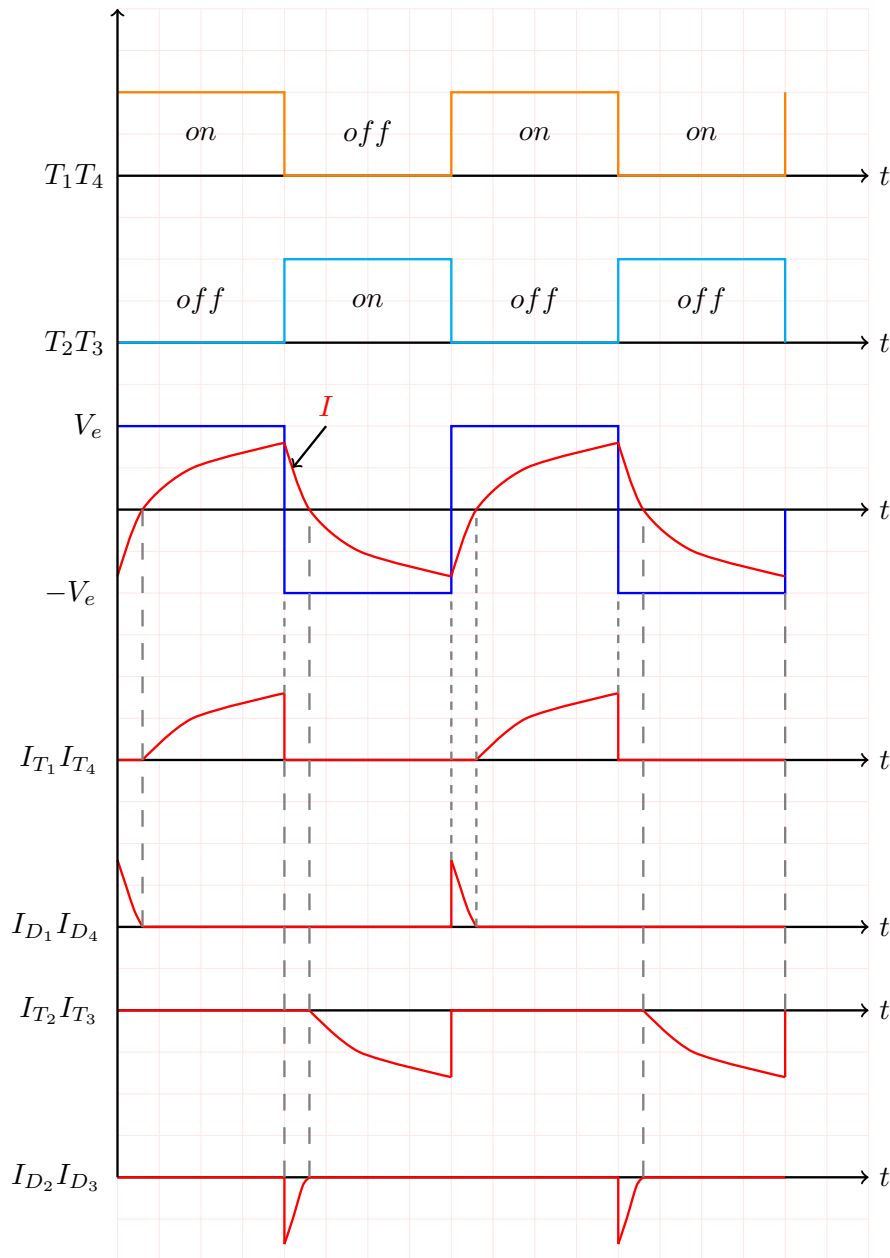


Figura 2.6: Formas de onda del puente completo.

2.3.2. Conversión de CA a CD

La mayoría de los dispositivos electrónicos como televisores, radios y computadoras requieren CD para funcionar. Sin embargo, las redes de distribución eléctrica suministran CA, por lo que es necesario convertirla. Este proceso de conversión, llamado rectificación, se realiza mediante diodos rectificadores, los cuales bloquean el flujo bidireccional de la CA y generan una CD unidireccional (aunque pulsante)[8].

Existen dos tipos de rectificación:

- a) Rectificación de media onda
- b) Rectificación de onda completa

Los rectificadores de media onda usan un solo diodo para convertir CA en CD tal como se muestra en la Figura 2.7. Sin embargo, esta simplicidad trae desventajas. Ya que solo rectifican la mitad de la señal senoidal (ciclo positivo), lo que los hace poco eficientes. Además, si se usan con transformadores, pueden causar una magnetización constante del núcleo, lo que daña la calidad de la energía.

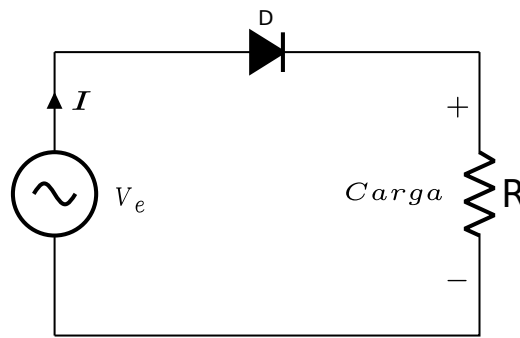


Figura 2.7: Rectificador de media onda.

Para solucionar este inconveniente, se usan rectificadores de onda completa, especialmente los de puente de diodos como se muestra en la Figura 2.8. Estos aprovechan ambos semiciclos de la corriente, lo que mejora la eficiencia.

A su vez evitan problemas en los transformadores, ya que el flujo magnético se mantiene equilibrado, lo que ayuda a mantener una señal de salida más estable y de mejor calidad. Por eso, son ideales para aplicaciones que requieren un buen rendimiento y estabilidad [9].

Este rectificador tiene dos estados de operación, Durante los semiciclos positivos de la señal alterna conducen los diodos D2 y D4, mientras que en los semiciclos negativos conducen los diodos D1 y D3 generando una CD pulsante.

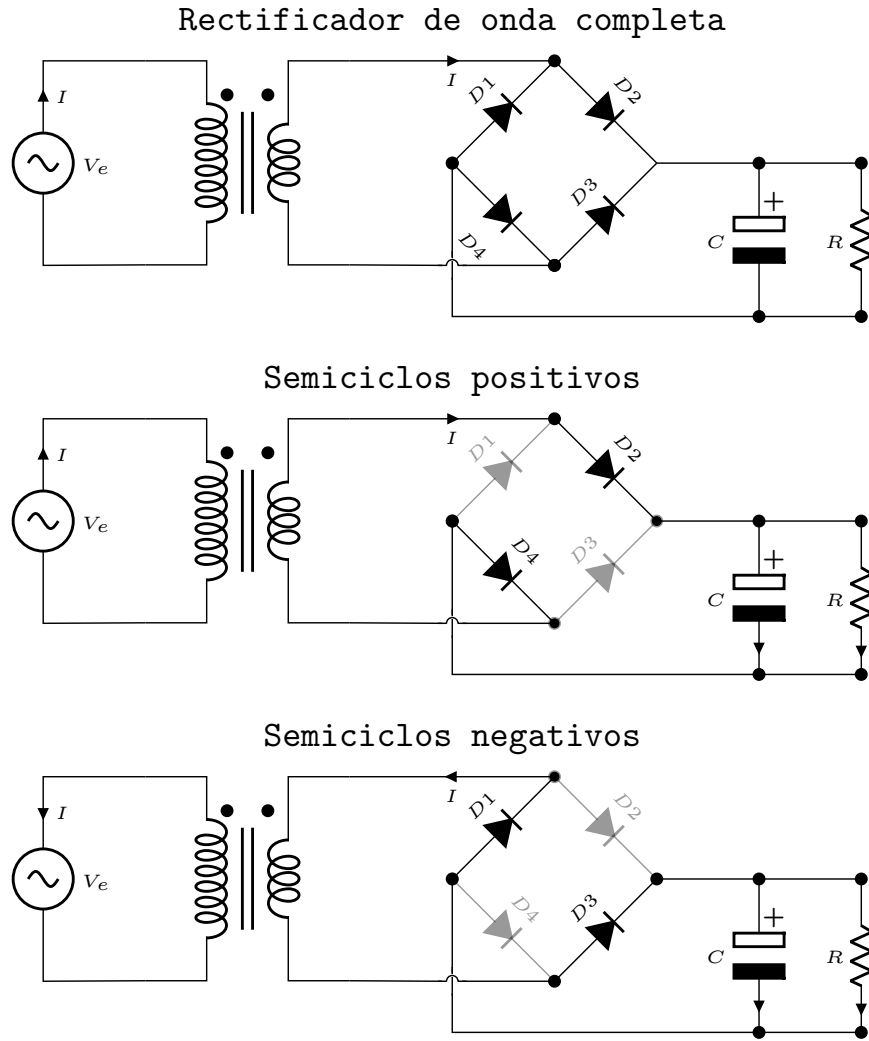


Figura 2.8: Rectificador con puente de diodos.

La corriente pulsante generada por un rectificador no es adecuada para alimentar circuitos electrónicos que requieren CD estable. Esto se debe a que su valor no permanece constante, sino que oscila periódicamente entre cero y el valor máximo de la amplitud de la onda senoidal de entrada.

Para convertir la tensión pulsante obtenida a la salida del rectificador en una tensión más lineal, es necesario utilizar un filtro. En la mayoría de los casos, el filtro utilizado consiste en un condensador electrolítico de alta capacidad, cuya función principal es almacenar carga eléctrica durante los picos de tensión y liberarla cuando la tensión disminuye, logrando así una reducción efectiva del rizado.

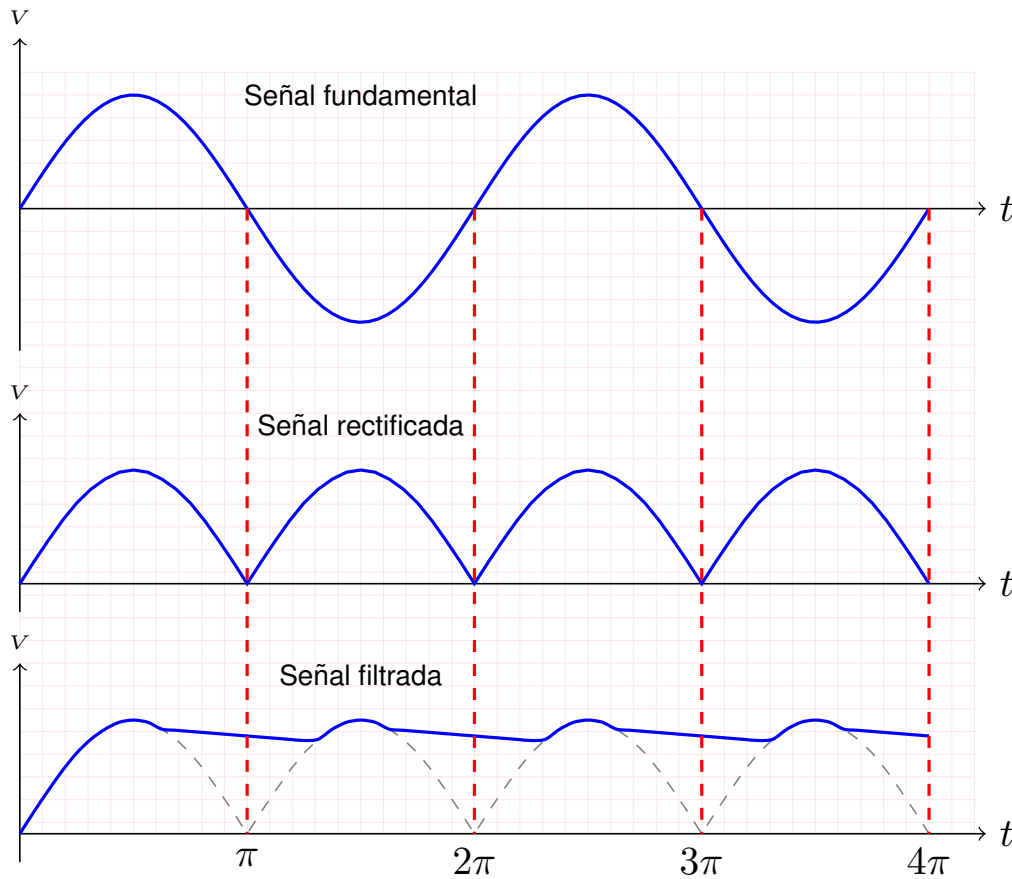


Figura 2.9: Señales del rectificador con puente de diodos.

Este proceso permite suavizar la señal de salida, acercándola a una forma más constante y continua. Cuanto mayor es la capacitancia del condensador, mayor es su capacidad para mantener la tensión estable durante los intervalos de menor voltaje. Sin embargo, el valor del condensador debe seleccionarse cuidadosamente, considerando factores como la frecuencia de la señal rectificada, la carga conectada y las limitaciones físicas del sistema. El efecto de este filtrado puede observarse claramente en la Figura 2.9, donde se muestra la forma de onda resultante tras la aplicación del filtro.

2.4. Convertidores CD-CD aislados

Los convertidores aislados CD-CD bidireccionales son preferidos como el elemento fundamental en aplicaciones que incluyan sistemas de almacenamiento de energía o como interfaz entre fuentes de diferente nivel de tensión. Del cual destaca el convertidor DAB, por su capacidad de alta potencia y alta eficiencia [10].

El aumento de la densidad de potencia en los equipos de conversión CD-CD se puede lograr aumentando la frecuencia de trabajo. Una mayor frecuencia de conmutación posibilita la implementación de equipos con elementos pasivos (inductancias, transformadores y condensadores), de menor tamaño con excelentes prestaciones.

2.4.1. Convertido DAB

Estos fueron presentados por primera vez en 1988, sin embargo, su importancia académica e industrial ha crecido recientemente, debido al desarrollo de los semiconductores materiales magnéticos que ofrecen una mejor eficiencia, así como por la demanda de convertidores bidireccionales que cumplan los requerimientos de los nuevos esquemas de red que involucran múltiples fuentes y sistemas de almacenamiento de energía.

El DAB es un convertidor de alta potencia, alta densidad de potencia y alta eficiencia con aislamiento galvánico. Está conformado por un transformador de alta frecuencia que nos brinda la propiedad de aislamiento galvánico y a la vez un almacenamiento de energía en la inductancia de fuga de su devanado, además consta de dos puentes en H que están conformados por dispositivos activos de conmutación de potencia, entre los dos puentes se controla la cantidad y la dirección del flujo de potencia. Para este convertidor existen dos tipos de configuración convertidor DAB CD-CD y CA-CA [10] [11].

El convertidor DAB tiene la propiedad unidireccional o bidireccional, gracias a esto se puede implementar en generación de energía solar con almacenamiento o sin él.

- a) En el caso de un sistema de generación PV, es la de extraer la mayor cantidad posible de potencia, por lo tanto, el flujo de potencia es unidireccional; desde los paneles hacia la carga.
- b) En el caso de un sistema de almacenamiento, el flujo de potencia requiere un convertidor bidireccional con funciones de control de corriente y voltaje. Adicionalmente, el aislamiento galvánico es deseable por seguridad y por operación del sistema [11].

En la Figura 2.10 se muestra la topología de este convertidor, el cual está conformado por semiconductores que pueden ser IGBT o Transistor de Efecto de Campo de Metal-Óxido-

Semiconductor (MOSFET), acoplados a un transformador de alta frecuencia que proporciona el aislamiento galvánico.

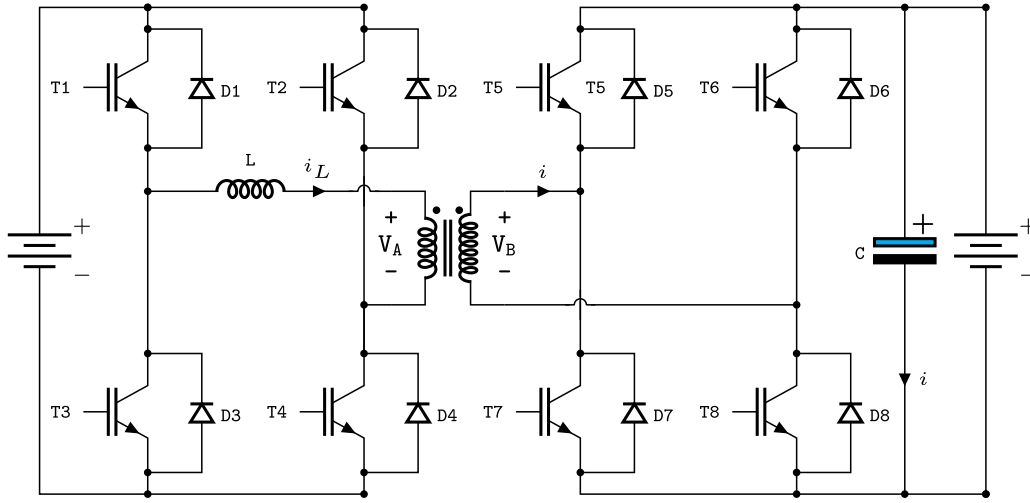


Figura 2.10: Topología del convertidor DAB.

La topología mostrada en la Figura 2.10 tiene cuatro estados de operación o más conocidos como estados de conmutación en la Tabla 2.1 se muestra la secuencia de conmutación del convertidor DAB.

Tabla 2.1: Secuencia de conmutación del convertidor

Estado de conmutación	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6	T_7	T_8	V_A	i_L	V_B	i
1	1	0	0	1	1	0	0	1	+	+	+	-
2	0	0	0	0	0	0	0	0	+	+	+	-
3	0	1	1	0	0	1	1	0	-	-	-	+
4	0	0	0	0	0	0	0	0	-	-	-	+

En la Figura 2.11 se describe el primer estado de conmutación, caracterizado por la activación de los transistores T_1 , T_4 , T_5 y T_8 . Esta configuración establece una trayectoria de corriente que genera un voltaje de salida con polaridad positiva. Durante este modo, el puente primario conduce a través de T_1 y T_4 , aplicando un voltaje positivo al devanado primario del transformador de alta frecuencia. Simultáneamente, en el puente secundario, la activación de T_5 y T_8 rectifica la señal, transfiriendo energía a la carga con polaridad definida.

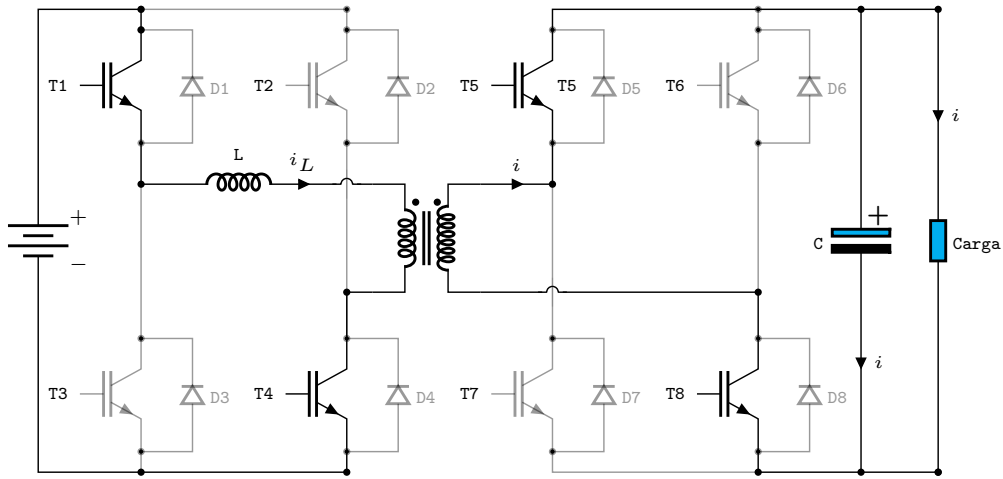


Figura 2.11: Estado de conmutación 1.

El segundo estado de conmutación se ilustra en la Figura 2.12 en el cual los transistores previamente activados pasan a estar desactivados en consecuencia la inductancia (L) genera un voltaje inverso por lo que los diodos (D_2 y D_3) del primer puente permitiendo que la corriente residual del inductor (i_L) circule de regreso hacia la fuente de entrada. Simultáneamente, en el puente secundario, los diodos D_5 y D_8 proporcionan un camino para que la corriente continúe alimentando el capacitor y la carga.

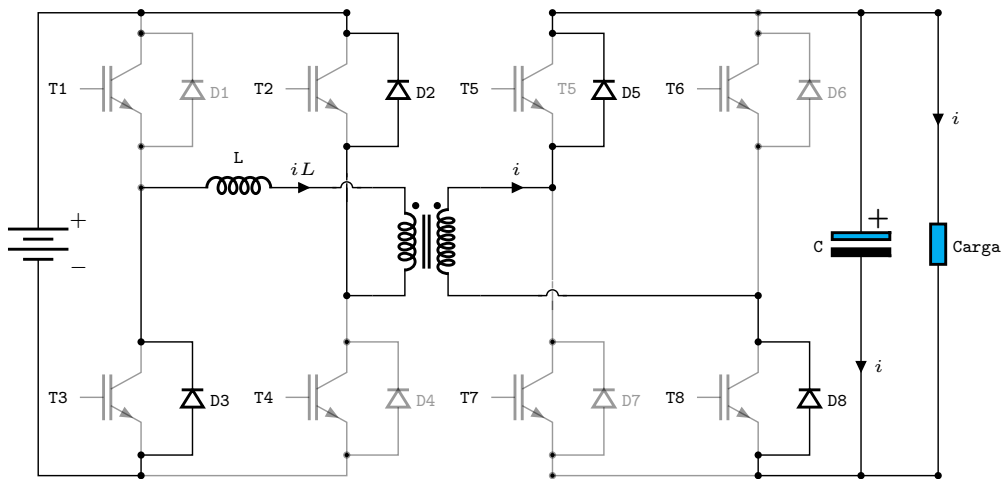


Figura 2.12: Estado de conmutación 2.

En la Figura 2.13 se muestra el tercer estado en el cual los transistores T_2 , T_3 están activos, lo cual permite que la corriente fluya desde la fuente de entrada a través del inductor L , en sentido inverso al flujo que se produce cuando los transistores T_1 , T_4 están activos. Esto genera una polaridad inversa en el primario del transformador.

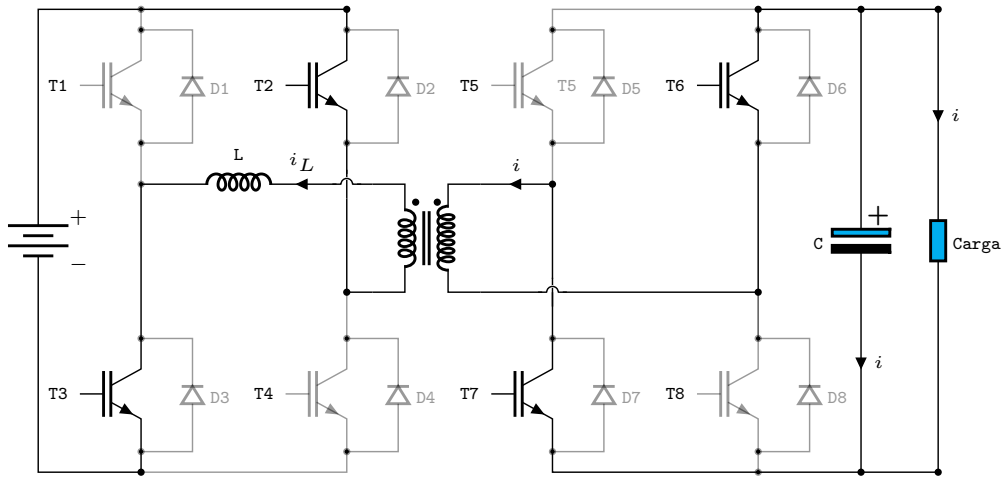


Figura 2.13: Estado de conmutación 3.

En cuarto estado de conmutación se ilustra Figura 2.14 en el que los transistores T_2 , T_3 están desactivados, En el cuarto estado de conmutación se ilustra Figura 2.14, el convertidor doble puente activo se encuentra en una fase en la que conducen los diodos D_1 , D_4 , D_6 y D_7 . En este punto, los interruptores principales de ambos puentes están apagados, y la energía almacenada en los elementos magnéticos del circuito (como el inductor de salida y el transformador) continúa fluyendo a través de los caminos formados por dichos diodos. En el puente primario, los diodos D_1 y D_4 permiten la circulación de la corriente de desmagnetización del transformador, lo cual facilita la operación en condiciones de conmutación suave. Por su parte, en el puente secundario, los diodos D_6 y D_7 actúan como etapa de rectificación pasiva, guiando la corriente hacia la carga.

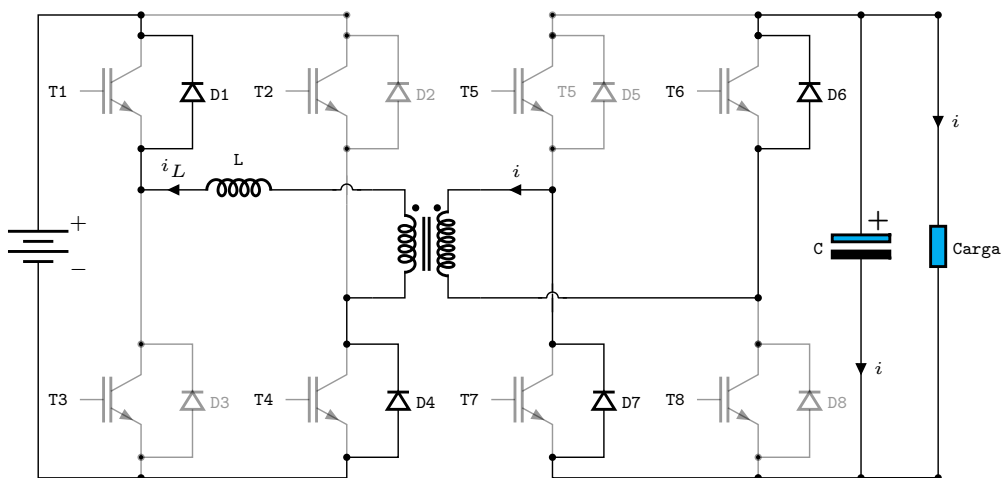


Figura 2.14: Estado de conmutación 4.

2.5. Modulación por ancho de pulsos

La PWM es una técnica en la que se modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica (una onda cuadrada), ya sea para transmitir información a través de un canal de comunicaciones o para controlar la cantidad de energía que se envía a una carga.

El ciclo de trabajo de una señal periódica es el ancho relativo de su parte positiva en relación con el período. Expresado matemáticamente con la ecuación (2.1):

$$D = 100 \cdot \left(\frac{t}{T} \right) \quad (2.1)$$

donde:

D : Es el ciclo de trabajo.

t : Es el tiempo en que la función es positiva.

T : Es el periodo de la función

La construcción típica de un circuito PWM se lleva a cabo mediante un comparador con dos entradas y una salida. Una de las entradas se conecta a un oscilador de onda diente de sierra, mientras que la otra queda disponible para la señal moduladora [12].

2.6. Motor de inducción

El motor es uno de los elementos más importantes en cualquier equipo o máquinas, son los encargados de transformar la energía eléctrica en energía mecánica para el funcionamiento adecuado del dispositivo. Los motores se clasifican en diferentes tipos, uno de ellos es el MI.

Este es muy utilizado en equipos industriales. Este dispositivo por lo general funciona con corriente alterna. El primer prototipo de motor eléctrico capaz de funcionar con corriente alterna fue desarrollado y construido por el ingeniero Nikola Tesla y presentado en el American Institute of Electrical Engineers en 1888.

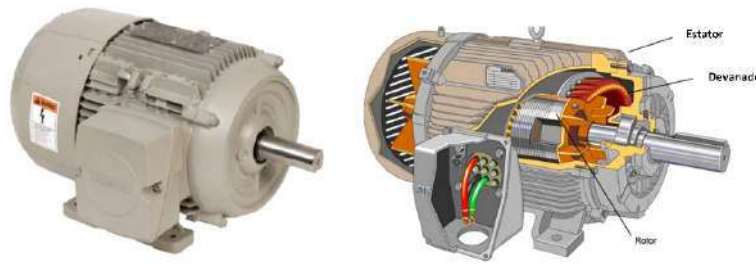


Figura 2.15: Motor inducción [3].

Los MI utilizan la fuerza electromagnética para generar movimiento. Son llamados motores de jaula de ardilla porque su rotor tiene forma de jaula. Las dos tapas circulares están conectadas por una barra de rotor sobre la que actúa el campo electromagnético generado por el estátor o la carcasa formada por bobinas y placas de metal laminado [13].

A su vez los MI tienen una clasificación la cual esta conformada por:

- MI monofasico: Es un motor que utiliza CA de una sola fase. A pesar de que su eficacia y desempeño pueden ser menores que los de los motores trifásicos, su simplicidad, bajo costo y la disponibilidad generalizada de la electricidad monofásica los hacen ampliamente utilizados en una multitud de aplicaciones.
- MI trifasico: Es impulsado por tres corrientes alternas de la misma frecuencia, las cuales alcanzan sus valores máximos de forma alternada. Esto resulta en una transferencia constante de potencia durante cada ciclo, haciendo posible producir un campo magnético en el estátor de naturaleza giratoria. Siendo este muy usado en el sector industrial ya que posee una potencia mayor de 150 % que un motor monofásico.

2.6.1. Potencia activa y reactiva

La potencia activa es la energía que un sistema eléctrico consume y que verdaderamente aprovecha para llevar a cabo un trabajo. Es decir, es la potencia que se transforma de la energía eléctrica en otro tipo de energía utilizable, como térmica, lumínica, mecánica o química.

La potencia activa se puede identificar con la literal P y su unidad de medida son los Watt (W), aunque es más frecuente que se registre en Kilowatt (kW).

La potencia reactiva se representa por medio de la letra Q y su unidad de medida son los Volt-amper reactivo (VAR). A diferencia de la P, que realiza trabajo útil, la Q no realiza trabajo útil directamente, pero es esencial para mantener la estabilidad en los sistemas eléctricos.

Esta se puede encontrar en circuitos o instalaciones eléctricas que poseen capacitores o bobinas, que son dispositivos con tendencia a crear campos eléctricos y magnéticos en los demás componentes que se encuentran en la instalación.

2.6.2. Factor de potencia

El Factor de potencia (F.p) de un dispositivo o circuito de corriente alterna es la relación de la P con la Potencia aparente (S), es decir:

$$F.p = \frac{P}{S} \quad (2.2)$$

donde:

P: Potencia activa suministrada o absorbida por el circuito o el equipo [W].

S: Potencia aparente del circuito o dispositivo [VA].

El factor de potencia es una medida esencial en sistemas eléctricos que se expresa tanto como un número simple o como un porcentaje. Su valor siempre está limitado a no superar la unidad (o 100 %) debido a que la P nunca puede exceder la S [13].

2.6.3. Operatividad del motor de inducción

El arranque de un MI se llevó a cabo con un motor Lab-Volt trifásico rotor jaula de ardilla de $\frac{1}{4}$ de Hp que se muestra en la Figura 2.16, este se encuentra en el laboratorio de Maestría en Ingeniería Eléctrica (MIE).

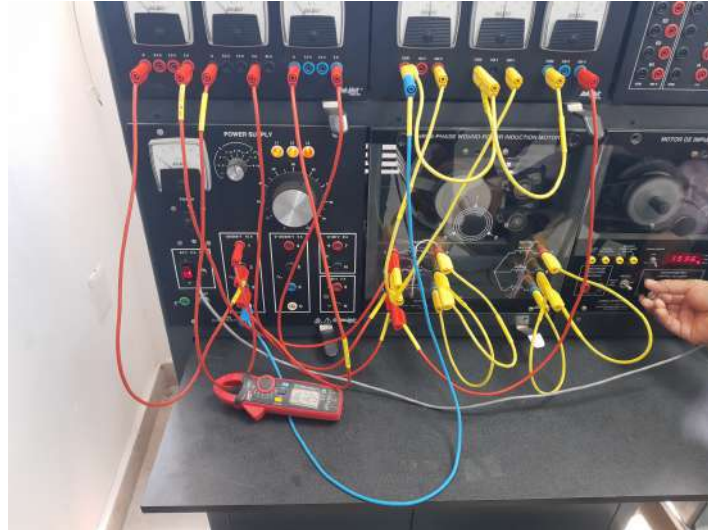


Figura 2.16: Motor Lab-volt.

En la Figura 2.17 se muestra el diagrama de conexión del motor en el cual se le colocaron instrumentos de medición tales como amperímetros y voltímetros con respecto a las fases de alimentación.

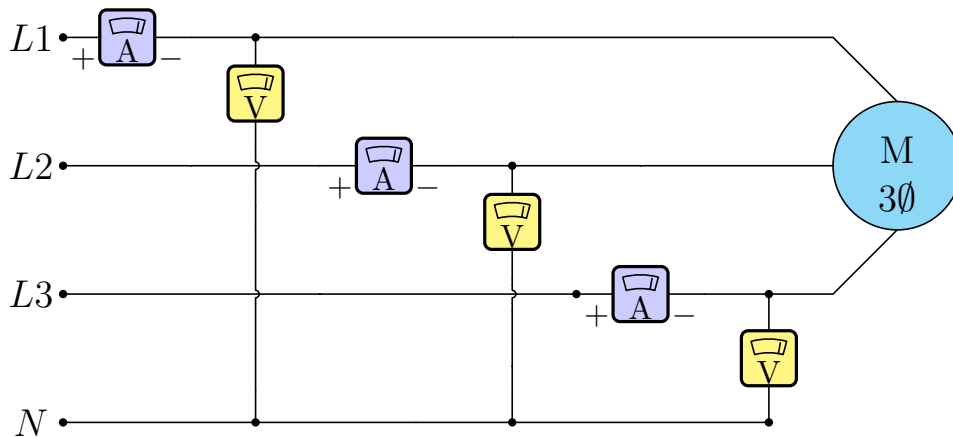


Figura 2.17: Diagrama de conexión.

Al realizar el arranque del MI a este se le llevó a plena carga; esto es, llevar al motor a las condiciones máximas de trabajo, acoplándole una carga mecánica. Esto con la finalidad de obtener las corrientes y los voltajes de cada fase, estas mediciones se muestran en la Tabla 2.2.

Tabla 2.2: Mediciones con carga.

RESULTADOS			
FASE	VOLTAJE [V]	CORRIENTE [A]	F.P
A	130	1.2	0.78
B	130	1.2	
C	120	1.2	

2.6.4. Obtención de la potencia

Con las mediciones mostradas en la Tabla 2.2 se puede obtener las potencias P, Q, al obtener estas potencias se puede obtener la S que es fundamental para poder dimensionar el convertidor DAB para mayor comodidad de trabajo se obtendrán las potencias monofasicas.

$$P_{1\phi} = V_{1\phi} \cdot I_{1\phi} \cdot \cos \theta \quad (2.3)$$

$$Q_{1\phi} = V_{1\phi} \cdot I_{1\phi} \cdot \sin \theta \quad (2.4)$$

$$S_{1\phi} = \sqrt{(P_{1\phi})^2 + (Q_{1\phi})^2} \quad (2.5)$$

$$\cos \theta = f.p \quad (2.6)$$

Potencias de la fase A

Para obtener la P, se utilizará la ecuación (2.3), la cual se expresa de la siguiente manera:

$$P_{1\phi} = 130V \cdot 1.2A \cdot \cos(-38.73)$$

$$P_{1\phi} = 121.69 [W]$$

Para Q se emplea la ecuación (2.4).

$$Q_{1\phi} = 130V \cdot 1.2A \cdot \sin(-38.73)$$

$$Q_{1\phi} = -97.60 [VAR]$$

Para la obtención de la potencia S se emplea la ecuación (2.5) quedando expresada de la

siguiente manera:

$$S_{1\phi} = \sqrt{(121.69W)^2 + (-97.60VAR)^2}$$

$$S_{1\phi} = \sqrt{14641 + 9525.76}$$

$$S_{1\phi} = 155.4566 [VA]$$

Este procedimiento se llevó a cabo para las demás fases. En la Tabla 2.3 se muestran todos los datos relevantes obtenidos del MI. Además, se puede observar un des balance en la fase C, el cual se debe a la alta demanda que presentaba el suministro eléctrico durante el momento del arranque.

Tabla 2.3: Datos del motor Lab-Volt.

DATOS OBTENIDOS DEL MOTOR			
Fase	A	B	C
$V_f [V]$	130	130	120
$I [A]$	1.2	1.2	1.2
F.P	0.78		
$P_{1\phi}$	121.69	121.69	112.33
$Q_{1\phi}$	97.60	97.60	90.09
$S_{1\phi}$	155.45	155.45	143.73

Los datos obtenidos del MI serán fundamentales para dimensionar el transformador de alta frecuencia y seleccionar los componentes de potencia (transistores, diodos y elementos pasivos), garantizando así un diseño eficiente y confiable del convertidor DAB

Capítulo 3

Diseño del convertidor doble puente activo

En este capítulo se desarrolla el diseño detallado de un convertidor doble puente activo, abarcando tanto los aspectos teóricos como prácticos necesarios para su implementación. Se inicia con el análisis del transformador de alta frecuencia, destacando su principio de funcionamiento, la relación de transformación y los criterios para determinar si actúa como elevador o reductor. Se abordan consideraciones clave como el uso de núcleos de ferrita, el efecto piel y estrategias de mitigación mediante conductores multifilares.

Posteriormente, se describe el proceso completo de diseño del transformador, incluyendo cálculos de vueltas, selección de conductores y diseño físico utilizando ferritas EE50, así como la fabricación de un carrete personalizado mediante impresión 3D.

El capítulo también detalla la generación de señales PWM con un microcontrolador ATmega328P, el diseño del generador de tiempo muerto con compuertas lógicas, y la implementación de un driver de compuerta con optoacopladores A3120. Finalmente, se expone el diseño de los puentes H con IGBTs, resaltando su eficiencia para aplicaciones de alta potencia, y se describe la fabricación de las PCBs

3.1. Transformador

Los transformadores son máquinas eléctricas estacionarias que cuentan con dos embobinados aislados, montados en un núcleo magnético ya sea de chapas de silicio, polvo de hierro o ferrita. El embobinado por donde se le aplica la tensión se le denomina como primario y el embobinado que alimenta la carga se le llama secundario. El embobinado primario tiene N_1 espiras y el secundario tiene N_2 espiras, cuando se quiere determinar si el transformador es elevador o reductor se emplea la ecuación (3.1) de relación de transformación:[14]

$$a = \frac{N_1}{N_2} = \frac{V_p}{V_s} = \frac{I_s}{I_p} \quad (3.1)$$

- Si $a > 1$ el transformador es reductor.
- Si $a < 1$ el transformador es elevador.

donde:

N_1 :Número de vueltas en el embobinado primario.

N_2 :Número de vueltas en el embobinado secundario.

V_p :Voltaje en el primario[V].

V_s :Voltaje en el secundario[V].

I_p :Corriente en el primario[A].

I_s :Corriente en el secundario[A].

3.1.1. Principio de funcionamiento

En este proyecto se usará un transformador de alta frecuencia en la cual se le aplicará una señal cuadrada de CA, el principio de funcionamiento del transformador sigue siendo el mismo que un transformador tradicional con la diferencia que en la salida se obtendrá una señal cuadrada amplificada acorde a la relación de transformación.

El circuito magnético de esta máquina eléctrica se muestra en la Figura 3.1 este está formado por un núcleo magnético sin entre hierros.

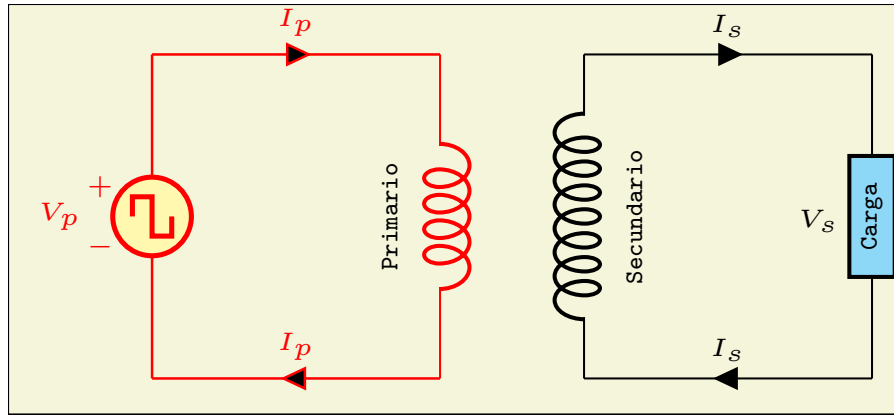


Figura 3.1: Circuito magnético del transformador.

Cuando se aplica una tensión alterna V_p al devanado primario, circula una corriente que genera un flujo magnético alterno en el núcleo. Este flujo magnético, según la Ley de Faraday, induce una Fuerza electromotriz (FEM) E_2 en el devanado secundario, lo que produce una tensión V_s en sus bornes. De esta manera, se logra transformar una tensión alterna con un valor eficaz V_p en otra tensión alterna con un valor eficaz V_s , manteniendo la misma frecuencia. Es importante destacar que este tipo de máquina solo es efectiva para transformar tensiones alternas y no es adecuada para tensiones continuas.

3.1.2. Núcleo de Ferrita

Las ferritas son materiales cerámicos que tienen propiedades magnéticas. Están hechas principalmente de óxido de hierro mezclado con otros metales. Dependiendo de su coercividad, se clasifican en dos tipos: ferritas duras y ferritas blandas.

Las ferritas duras tienen una coercividad alta, lo que significa que son difíciles de desmagnetizar. Por esta razón, se usan en imanes permanentes, como los que encontramos en sistemas de refrigeración o altavoces. En cambio, las ferritas blandas tienen una coercividad baja, lo que permite que se magnetizen y desmagnetizen con muy poca pérdida de energía. Esto las hace perfectas para aplicaciones en electrónica de potencia, donde la eficiencia es clave.

Entre las ferritas blandas, las más conocidas son las de níquel-zinc (Ni-Zn) y manganeso-zinc (Mn-Zn). Las ferritas de manganeso-zinc son las más populares en el mercado. Se usan

en aplicaciones que trabajan a frecuencias de hasta 2 MHz, como fuentes conmutadas, transformadores de corriente e inductores de modo común.



Figura 3.2: Distintos núcleos de ferrita.

Estas ferritas tienen una permeabilidad magnética muy alta, que puede variar entre 750 y 30.000, y una resistividad eléctrica más baja comparada con las de níquel-zinc[15].

3.1.3. Efecto piel

En el caso de un transformador de alta frecuencia, la elevada frecuencia provoca una variación rápida del campo magnético, lo que a su vez incrementa el efecto pelicular [16]. En la Figura 3.3a se observa como esta concentración de corriente en la superficie del conductor reduce la sección efectiva, en consecuencia aumenta las pérdidas por calentamiento, afectando la eficiencia del transformador.

Para atenuar el efecto pelicular en transformadores, se sugiere emplear conductores multifilares tal como se muestra en la Figura 3.3b. Esta configuración consiste en múltiples hilos de pequeño calibre, aislados entre sí y unidos solo en los extremos.

Esta estructura permite aprovechar de manera más eficiente la sección transversal del conductor, ya que distribuye la corriente eléctrica en una mayor superficie, reduciendo así la concentración de corriente en la periferia y minimizando las pérdidas por efecto pelicular.

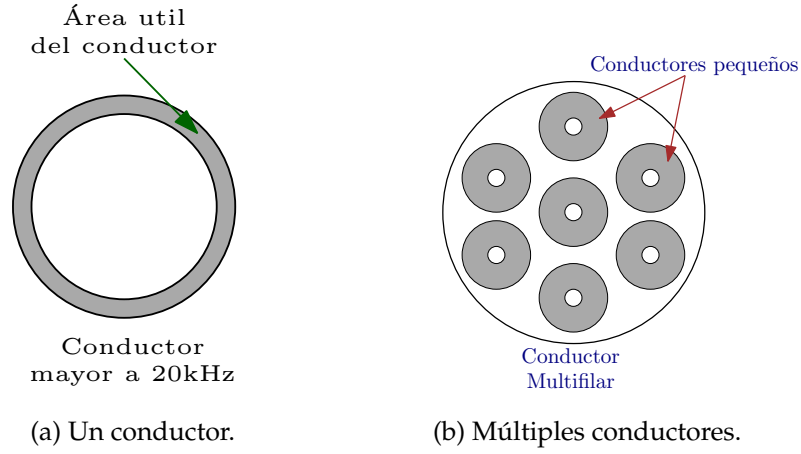


Figura 3.3: Efecto piel en alta frecuencia.

La profundidad de piel (ϵ) es un parámetro crucial en el diseño de conductores y varía en función de la frecuencia (f).

$$\epsilon = \left(\frac{6.62}{\sqrt{f}} \right) [cm] \quad (3.2)$$

donde:

ϵ : Profundidad del efecto piel.

f : Frecuencia. [kHz]

Se ha demostrado que, a medida que la frecuencia aumenta, la profundidad de piel disminuye. Esta reducción en (ϵ) implica un incremento en el efecto piel, lo cual afecta directamente el diámetro del alambre (D_{AWG}) y el área del conductor desnudo (A_w) [17]. Estas relaciones se expresan mediante las siguientes ecuaciones:

$$D_{AWG} = 2 \cdot \epsilon [cm] \quad (3.3)$$

$$A_w = \frac{\pi (D_{AWG})^2}{4} [cm^2] \quad (3.4)$$

3.2. Diseño del transformador

Para el diseño del transformador se utilizan los parámetros detallados en la Tabla 3.1, los cuales incluyen valores clave como el voltaje y corriente en los devanados primario y secundario, la potencia nominal, la frecuencia de operación y la densidad de flujo magnético. Estos parámetros son fundamentales para garantizar un funcionamiento eficiente y seguro del transformador en el convertidor doble puente activo.

Tabla 3.1: Datos para el diseño del transformador.

Parámetro	Valor	Unidades
Voltaje del primario $[V_p]$	100	V
Corriente del primario $[I_p]$	5	A
Voltaje en secundario $[V_s]$	240	V
Corriente del secundario $[I_s]$	2	A
Potencia del transformador $[P_t]$	500	W
Frecuencia $[F]$	20	kHz
Densidad de flujo $[B]$	0.05	T

Para la potencia del transformador (P_t) se utilizo como referencia la S de la Tabla 2.3 para obtener la potencia del transformador:

$$\begin{aligned}
 P_{3\phi} &= 3 \cdot P_{1\phi} [W] \\
 P_{3\phi} &= 3 \cdot (155.45) [W] \\
 P_{3\phi} &= 466 [W] \approx 500 [W]
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

Se empezará con la selección del conductor idóneo en criterio a la frecuencia de conmutación. Para minimizar los impactos negativos del fenómeno conocido como efecto pelicular, se determina el calibre ideal del conductor [18]. Para esto se debe determinar la profundidad del efecto piel, el diámetro y área del conductor desnudo.

Aplicando la ecuación (3.2):

$$\begin{aligned}
 \epsilon &= \left(\frac{6.62}{\sqrt{20 [kHz]}} \right) [cm] \\
 \epsilon &= 0.0468 [cm]
 \end{aligned}$$

Obteniendo el diámetro y área del conductor desnudo se emplean la ecuación (3.3) y ecuación (3.4)

$$\begin{aligned}
 D_{AWG} &= 2 \cdot (0.0468) \therefore D_{AWG} = 0.0936 [cm] \\
 A_w &= \frac{\pi (0.0936)^2}{4} \therefore A_w = 6.8808 [cm^2]
 \end{aligned}$$

La elección del conductor se realiza consultando la tabla de conductores del libro "Transformer and Inductor Design Handbook". Esta tabla permite comparar las características de diversos conductores y seleccionar el que cumple los requerimientos.

Wire Table												
AWG	Bare Area		Resistance $\mu\Omega/\text{cm}$ 20°C	Heavy Synthetics								
				Area		Diameter		Turns-Per		Turns-Per		Weight
	$\text{cm}^2(10^{-3})$	cir-mil		$\text{cm}^2(10^{-3})$	cir-mil	cm	Inch	cm	Inch	cm^2	Inch^2	gm/cm
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
10	52.6100	10384.00	32.7	55.9000	11046.00	0.2670	0.105	3.9	10	11	69	0.46800
11	41.6800	8226.00	41.4	44.5000	8798.00	0.2380	0.094	4.4	11	13	90	0.37500
12	33.0800	6529.00	52.1	35.6400	7022.00	0.2130	0.084	4.9	12	17	108	0.29770
13	26.2600	5184.00	65.6	28.3600	5610.00	0.1900	0.075	5.5	13	21	136	0.23670
14	20.8200	4109.00	82.8	22.9500	4556.00	0.1710	0.068	6.0	15	26	169	0.18790
15	16.5100	3260.00	104.3	18.3700	3624.00	0.1530	0.060	6.8	17	33	211	0.14920
16	13.0700	2581.00	131.8	14.7300	2905.00	0.1370	0.054	7.3	19	41	263	0.11840
17	10.3900	2052.00	165.8	11.6800	2323.00	0.1220	0.048	8.2	21	51	331	0.09430
18	8.2280	1624.00	209.5	9.3260	1857.00	0.1090	0.043	9.1	23	64	415	0.07474
19	6.5310	1289.00	263.9	7.5390	1490.00	0.0980	0.039	10.2	26	80	515	0.05940
20	5.1880	1024.00	332.3	6.0650	1197.00	0.0879	0.035	11.4	29	99	638	0.04726
21	4.1160	812.30	418.9	4.8370	954.80	0.0785	0.031	12.8	32	124	800	0.03757
22	3.2430	640.10	531.4	3.8570	761.70	0.0701	0.028	14.3	36	156	1003	0.02965

Figura 3.4: Lista de conductores.

Para este proyecto se usa el cable magneto de calibre (AWG) 20 que tiene un área transversal de 0.518 mm² estando por debajo del área máxima sin afectar la eficiencia del conductor. Para el transformador se utiliza el núcleo de ferrita EE50, por su sencillez para ser embobinado y por su fácil accesibilidad, por lo tanto se debe conocer el área efectiva del núcleo esta se puede obtener con la ecuación (3.6).

$$A_u = A \cdot B \quad (3.6)$$

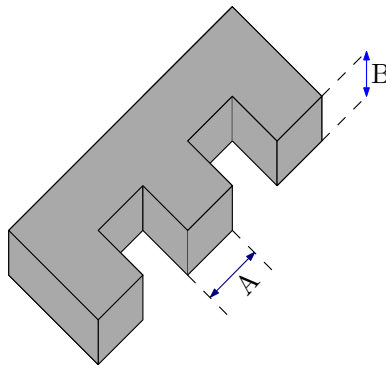


Figura 3.5: Núcleo de ferrita EE50.

Para obtener el número de vueltas para cada embobinado se obtiene de la ecuación (3.7):

$$N = \frac{V \cdot (10^4)}{f \cdot A_u \cdot B_{\alpha} \cdot K} \quad (3.7)$$

donde:

N : Número de vueltas.

V : Tensión [V].

f : Frecuencia [Hz].

A_u : Área útil del núcleo [cm^2].

B_α : Inducción magnética del núcleo [T].

K : Es una constante [4].

3.2.1. Determinación de vueltas

número de vueltas para el primario

Para el cálculo de vueltas para el embobinado del primario se utilizan los datos de la Tabla 3.1 en la cual se usa el voltaje del primario, la frecuencia de operación y la densidad de flujo del núcleo los cuales son sustituidos en la ecuación (3.7) quedando expresada de la siguiente manera:

$$N_1 = \frac{100 [V] \cdot (10^4)}{20000 [Hz] \cdot 12.7896 [cm^2] \cdot 0.05 [T] \cdot 4}$$

$$N_1 = 21.5018 \approx 22 [Vueltas]$$

número de vueltas para el secundario

Para la determinación de vueltas necesarias para el secundario se necesitan los datos de voltaje de salida (V_s) este dato se encuentra en la Figura 3.1 el cual será sustituido en la ecuación (3.7) que dando:

$$N_1 = \frac{240 [V] \cdot (10^4)}{20000 [Hz] \cdot 12.7896 [cm^2] \cdot 0.05 [T] \cdot 4}$$

$$N_1 = 46.9131 \approx 47 [Vueltas]$$

3.2.2. Conductor multifilar

Como ya se vio anteriormente el efecto piel aumenta a mayor frecuencia afectando la eficiencia a los conductores por lo tanto se propone el uso de conductores multifilares que es mas que nada el empalme en paralelo de varios conductores del mismo tamaño que permite tener una mejor distribución de la corriente eléctrica.

Para formar el conductor multifilar, es necesario determinar la densidad de corriente que fluirá a través del conductor. Esta densidad de corriente depende en gran medida de las dimensiones del núcleo de ferrita empleado.

En aplicaciones prácticas, especialmente en diseños que utilizan núcleos de ferrita, se recomienda utilizar valores de densidad de corriente que equilibren el rendimiento eléctrico y la estabilidad térmica. Por ello, se propone el uso de una densidad de corriente de $250 \left[\frac{A}{cm^2} \right]$.

Este valor es comúnmente aceptado en diseños de transformadores e inductores, ya que permite un flujo de corriente eficiente sin comprometer la integridad del conductor ni generar pérdidas excesivas por calentamiento.

Por lo cual es necesario obtener el área de cable sin recubrimiento para las corriente del primario y del secundario esto se obtiene con la expresión matemática (3.8):

$$A_w(B) = \frac{I \cdot \sqrt{D_{AWG}}}{250 \left[\frac{A}{cm^2} \right]} \left[cm^2 \right] \quad (3.8)$$

Una vez obtenida el área del cable acorde a la corriente de cada devanado del transformador se puede determinar la cantidad de hilos que soportará la corriente que demandará el transformador.

$$N_H = \frac{A_w(B)}{A_w(cal)} \quad (3.9)$$

Donde $A_w(cal)$ es el área del conductor desnudo en este caso es el calibre número 20.

Número de hilos para el primario

Utilizando los datos de la Tabla 3.1 se puede sustituir en la ecuación (3.8) que dando de la siguiente manera:

$$A_w(B) = \frac{5 [A] \cdot \sqrt{0.0936 [cm]}}{250 \left[\frac{A}{cm^2} \right]} \left[cm^2 \right]$$

$$A_w(B) = 0.006118 \left[cm^2 \right]$$

Por último se utiliza la ecuación (3.9)

$$N_H = \frac{0.006118 [cm^2]}{0.0051880 [cm^2]}$$

$$N_H = 1.19 \approx 2 \text{ Hilos conductores}$$

Número de hilos para el secundario

$$A_w(B) = \frac{2 [A] \cdot \sqrt{0.0936 [cm]}}{250 \left[\frac{A}{cm^2} \right]} [cm^2]$$

$$A_w(B) = 0.0024475 [cm^2]$$

$$N_H = \frac{0.0024475 [cm^2]}{0.0051880 [cm^2]}$$

$$N_H = 0.47 \approx 1 \text{ Hilo conductor}$$

3.3. Construcción del transformador

Para formar el núcleo del transformador se utilizaran 6 núcleos de ferrita EE50 para aumentar el área efectiva sin embargo esto provoca que se requiera diseñar un carrete donde se enrollará el embobinado.

Para el diseño se utilizó el software AutoCAD[19] que es una herramienta de diseño asistido por computadora. Se optó utilizar AutoCAD debido a su precisión, flexibilidad y capacidad para manejar diseños complejos en 2D y 3D. Posteriormente se mandará a imprimir con una impresora 3D que se encuentra en el laboratorio de MIE

En la Figura 3.6 se muestra el carrete diseñado en AutoCAD en la cual están las vistas del carrete terminado, vista superior, frontal y lateral. Teniendo el diseño terminado se pasa a formato stl con el fin de que se pueda visualizar en el software UltiMaker Cura [20].

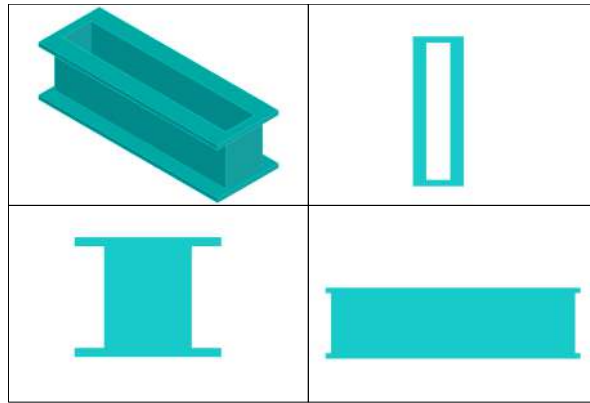


Figura 3.6: Vistas del carrete

En el laboratorio de MIE se encuentra la máquina Ender 3 V1. esta es una impresora 3D la cual solo puede imprimir el filamento PLA.

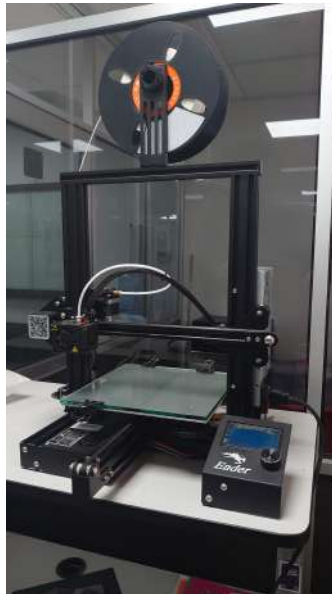


Figura 3.7: Impresora Ender.

Con el software UltiMaker Cura podremos laminar el carrete para su impresión en la máquina 3D, para ello hay que configurar algunos parámetros tales como el modelo de la impresora, material de impresión, tamaño de la boquilla, temperatura de extrusor y de cama. Estos parámetros se muestran en la Tabla 3.2

Tabla 3.2: Especificaciones para impresión 3D.

Parámetro	Valor
Impresora	Creality Ender 3 V1
Material	PLA
Boquilla	0.4 mm
Temperatura de cama	70 °C
Temperatura de extrusor	200 °C

En la Figura 3.8a se muestra el carrete impreso en la máquina 3D en el cual posteriormente será embobinado, además en la Figura 3.8b se encuentra colocadas las ferritas de forma EE50.



(a) Carrete



(b) Carrete con ferritas

Figura 3.8: Núcleo del transformador.

Finalmente, en la Figura 3.9a se muestra el primer embobinado del transformado en el cual se usaron dos conductores en paralelo de Cal.20 y se usa una cinta aislante para aislar y socar el embobinado al carrete del transformador, por ultimo, en la Figura 3.9b se muestra terminado el transformador de frecuencia.



(a) Embobinado.



(b) Transformador terminado.

Figura 3.9: Transformador de ferrita.

3.4. Generación de Señales de control

Para el diseño de las señales PWM se utiliza un microcontrolador ATmega328P este cuenta con temporizadores de los cuales se utilizarán el TIMER1A y el TIMER1B que nos permiten generar dos señales PWM

En la Figura 3.10 se muestra como se obtienen las señales PWM, la forma de onda principal es una señal diente de sierra. Esta señal aumenta su valor linealmente hasta alcanzar un máximo y luego vuelve a cero, repitiéndose cíclicamente.

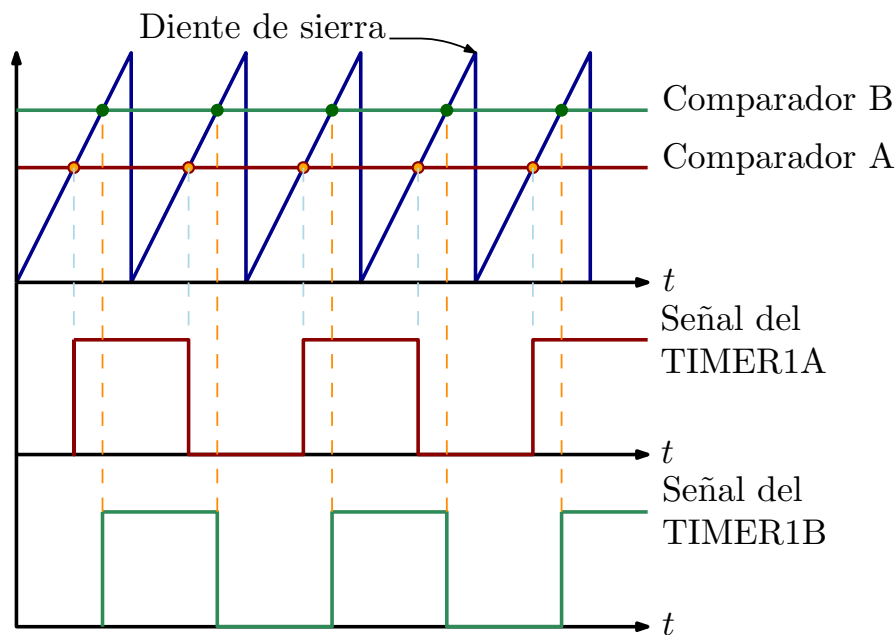


Figura 3.10: Generador de señales PWM.

Los comparadores establecen niveles de referencia (umbrales) para la señal del temporizador. Cuando la señal de diente de sierra alcanza estos niveles, se disparan acciones específicas, como interrupciones o cambios en las salidas. En este caso se opta por variar el Comparador B con la ayuda de un encoder que hará que el umbral sea menor o mayor teniendo el siguiente comportamiento de las señales:

- Si el Comparador B es mayor al Comparador A la señal del TIMER1B se atrasa con respecto al TIMER1A.
- Si el Comparador B es menor al Comparador A la señal del TIMER1B se adelanta con respecto al TIMER1A.

En la Figura 3.11 se muestra el diagrama de conexión y las terminales donde se obtendrán las señales. Es importante destacar que estas señales deben satisfacer ciertos requerimientos tales como modificar el ángulo de desfase, ser complementarias y además incorporar tiempo muerto.

Estos requerimientos son fundamentales para que el convertidor funcione correctamente. Con el generador de desfase mostrado en la Figura 3.11 se cumple el requerimiento de modificar el ángulo de desfase.

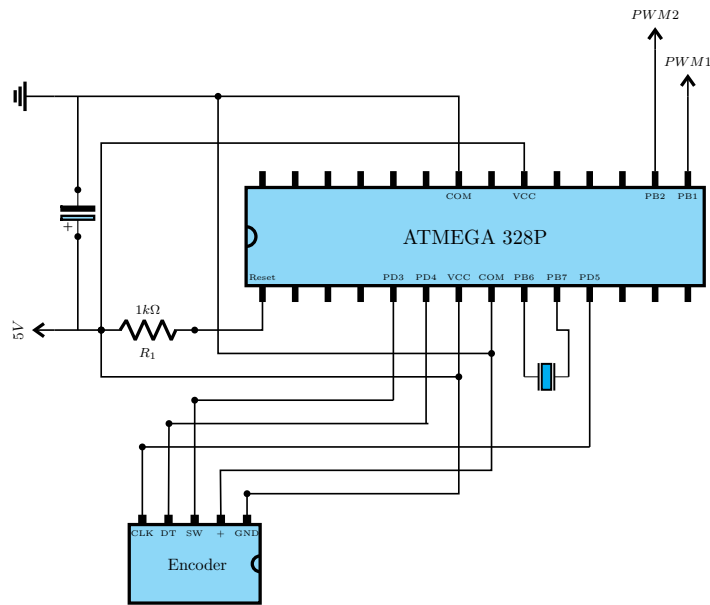


Figura 3.11: Generador de desfase.

3.4.1. Generador de tiempo muerto

Para incorporar el tiempo muerto y obtener las señales complementarias se propone emplear un conjunto de compuertas lógicas a las cuales se le añade un circuito RC que permite generar el tiempo de inactividad deseado.

El circuito que se muestra en la Figura 3.12 permite incrementar o reducir el tiempo muerto al modificar la resistencia del potenciómetro[21]. A mayor resistencia, el tiempo muerto se incrementará y viceversa. Al implementar estos arreglos se obtienen las señales necesarias para la activación de los transistores empleados en los puentes H del convertidor de potencia.

Construcción del generador de tiempo muerto

Para el desarrollo del circuito impreso, se implementó y validó el diseño del circuito electrónico en una protoboard, tal como se ilustra en la Figura 3.14. Esta etapa permitió verificar el correcto funcionamiento del circuito, el cual emplea compuertas NOT 74HC04 de alta velocidad como elemento principal.

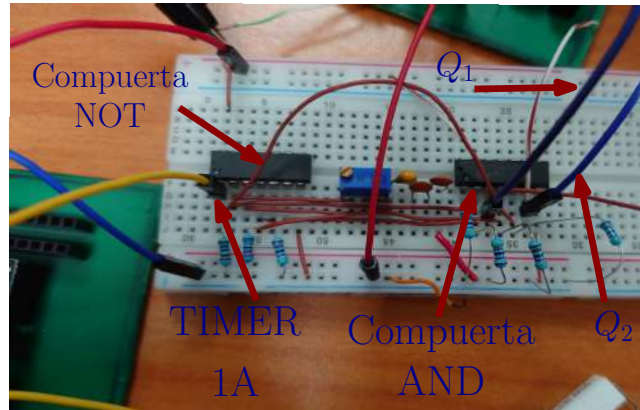


Figura 3.14: Prototipo inicial del generador de tiempo muerto.

Para el diseño del circuito impreso se utiliza el software KiCad [22] el cual es una herramienta de diseño electrónico de código abierto que permite crear diagramas esquemáticos, diseños de PCB y obtener una vista en 3D. Para poder hacer una PCB en KiCad se deben seguir 2 pasos, de los cuales en el primero se crea un diagrama esquemático del circuito como se ilustra en la Figura 3.15, en el cual se añaden los componentes junto con las huellas de los elementos electrónicos.

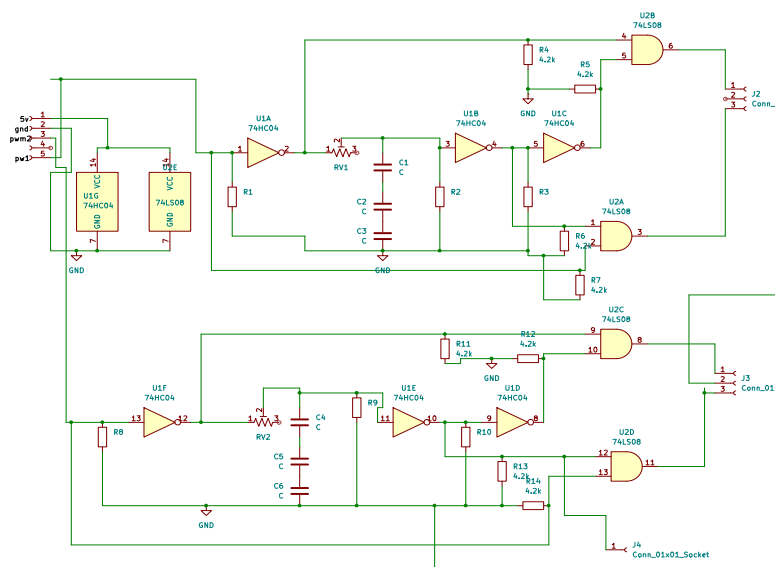


Figura 3.15: Diagrama esquemático del generador de tiempo muerto.

En el segundo se tiene que abrir el editor de placas donde se colocan todas las huellas de los elementos que se usan en la PCB, en este se diseña el diámetro de la pista, la orientación de cómo se desee que se ubiquen los componentes electrónicos Figura 3.16 .

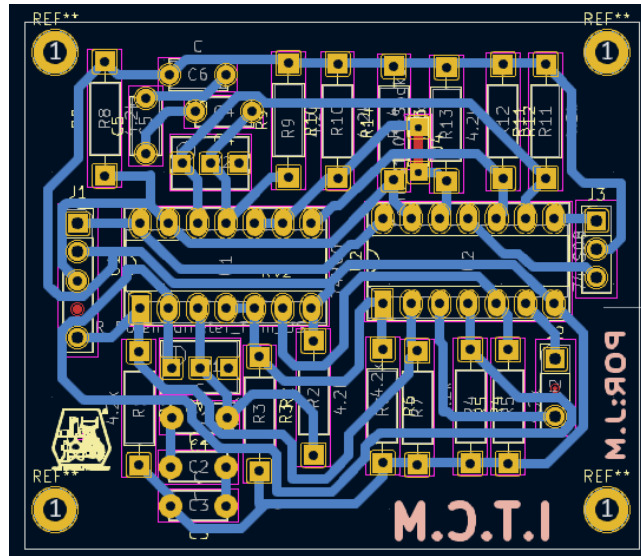
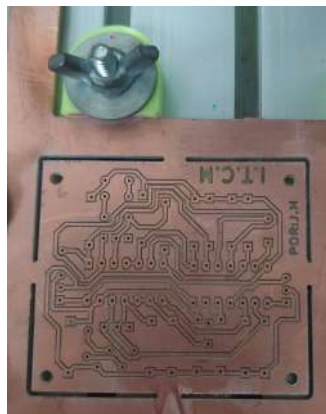
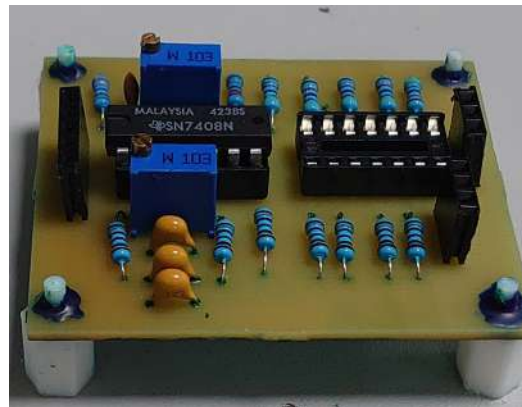


Figura 3.16: Trazado de pistas de la PCB.

Para el mecanizado se utilizo la CNC que se encuentra en el laboratorio de MIE con el cual se obtiene mejores resultados que por el método de planchado. En la Figura 3.17a se ilustra el mecanizado de la CNC y en la Figura 3.17b se muestra la tablilla electrónica terminada.



(a) Mecanizado en CNC.



(b) Ensamblaje de la PCB.

Figura 3.17: Modulo generador de tiempo muerto.

3.4.2. Manejador de compuerta

El manejador de compuerta o más conocido como driver es un circuito integrado construido para amplificar una señal lógica a una señal adecuada para la activación de transistores [23]. Para este proyecto se propone el uso del circuito integrado A3120, un opto-driver que proporciona aislamiento mediante acoplamiento óptico, garantizando la separación eléctrica entre las etapas de control y de potencia. Esta característica puede observarse en su diagrama interno mostrado en la Figura 3.18[24]. Además, el A3120 está diseñado para operar a altas frecuencias sin que la señal de salida sufra distorsión.

Tabla 3.3: Descripción de pines del optoacoplador.

Pin	Nombre	Descripción
1	NC	No conectado
2	A	Ánodo del diodo
3	K	Cátodo del diodo
4	NC	No conectado
5	V_{ee}	Referencia para V_{CC}
6	V_0	Voltaje de salida
7	V_0	Voltaje de salida
8	V_{CC}	Alimentación

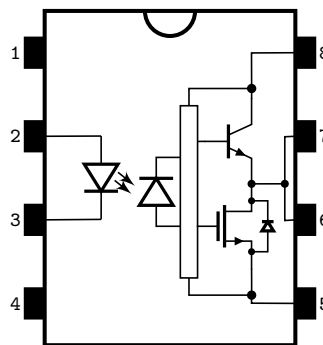


Figura 3.18: Diagrama interno del optoacoplador.

El circuito utilizado para la funcionalidad del opto-driver se muestra en la Figura 3.19, donde se destaca la necesidad de emplear un convertidor de CD-CD con el fin de mantener el aislamiento entre las señales de entrada y salida.

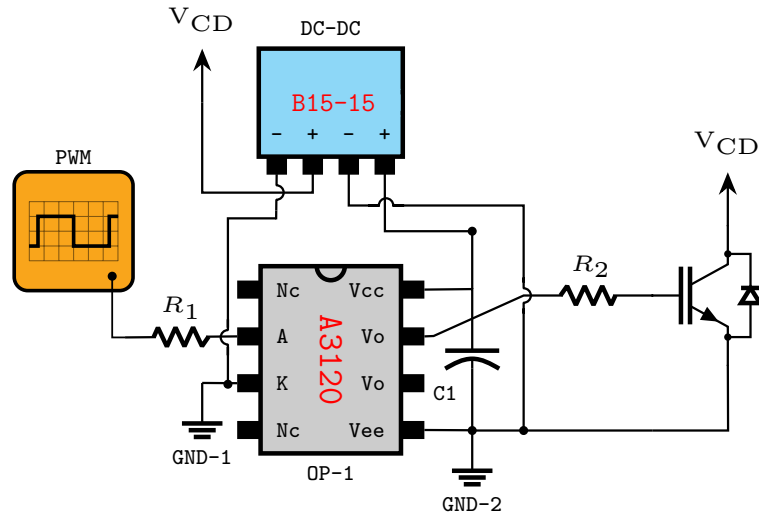


Figura 3.19: Manejador de compuerta.

Cada A3120 solo puede activar un transistor, por lo que para cada puente H se requieren 4 controladores de compuerta y 4 convertidores de C.D-C.D (B15-15 a 1W). Por lo tanto, para cada puente H se hará un módulo que contará con todos los manejadores de compuertas tal como se muestra en la Figura 3.20.

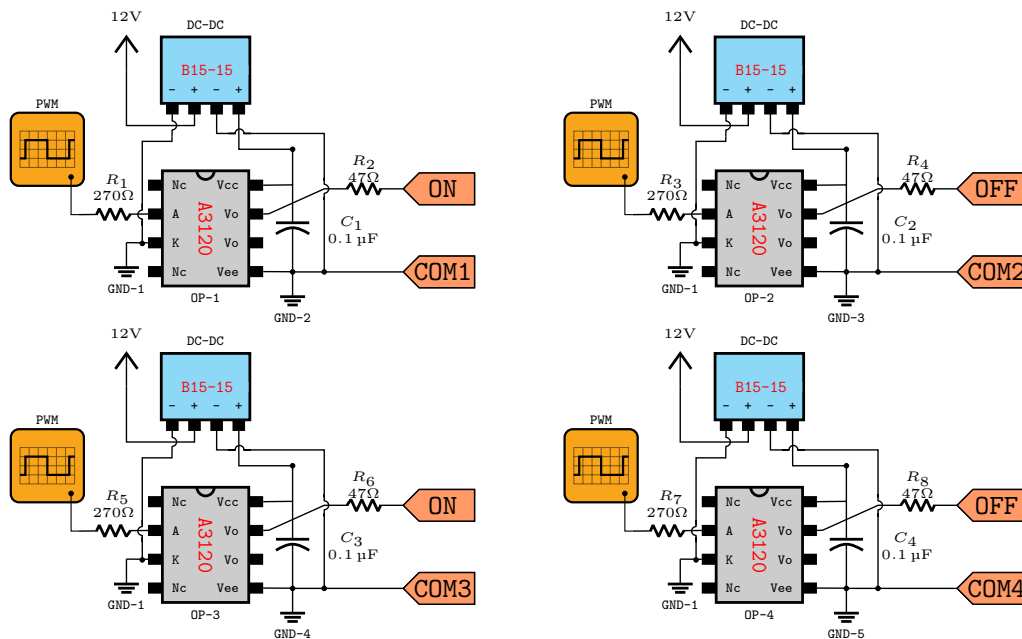


Figura 3.20: Modulo manejador de compuertas.

Construcción del modulo manejador de compuerta

Para la construcción del modulo manejador de compuerta se implementa el mismo procedimiento para el generador de tiempo muerto, se utiliza la tablilla protoboard con la cual se comprueba la funcionalidad de los driver A3120.

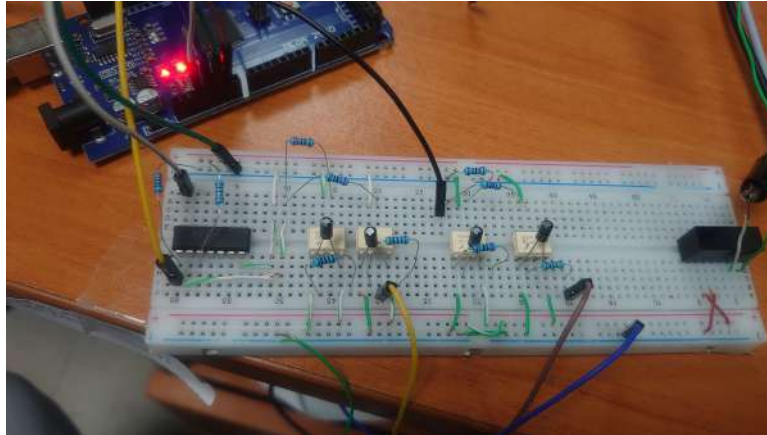
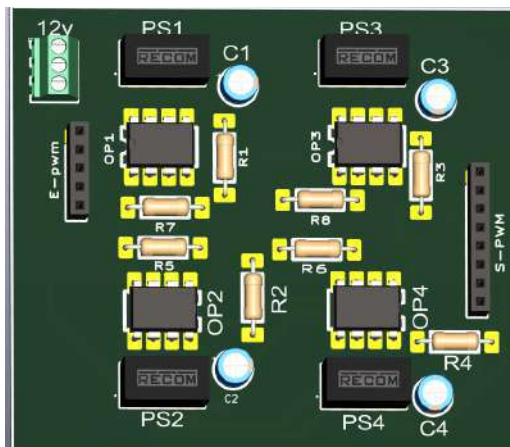
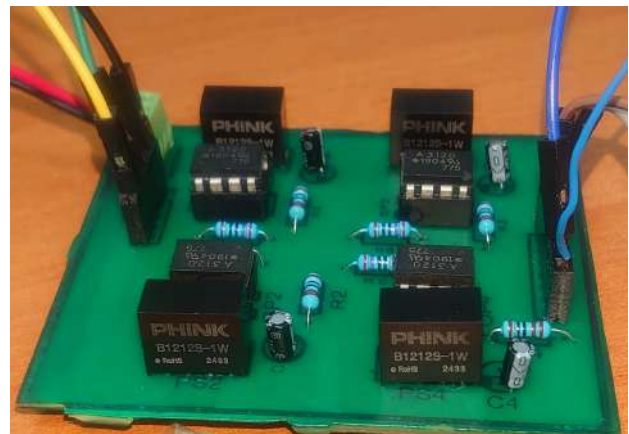


Figura 3.21: Prototipo del modulo manejador de compuerta en protoboard.

En la Figura 3.22a se ilustra el modelo 3D del módulo manejador de compuertas, donde puede observarse la distribución de los elementos electrónicos. Finalmente, la misma Figura 3.22b muestra la placa PCB terminada, con todos sus componentes electrónicos instalados.



(a) Modelo 3D.



(b) PCB ensamblaje terminado.

Figura 3.22: Modulo manejador de compuertas.

3.5. Puente H

El diseño de los puentes H es crucial, ya que son los encargados de manejar la potencia demandada y de garantizar un control eficiente de la energía. Para garantizar el correcto funcionamiento es fundamental elegir semiconductores adecuados a los requisitos de tensión, corriente y frecuencia de operación. Existen tres tipos principales:

1. No controlados: se activan y desactivan solos, dependiendo de la polaridad del circuito.
2. Semicontrolados (SCR y TRIAC): se pueden encender de forma controlada, pero se apagan solo cuando el circuito de potencia lo permite.
3. Totalmente controlados (BJT, MOSFET e IGBT): se pueden encender y apagar a voluntad con una señal externa.

Dado que el convertidor exige un manejo preciso de la potencia, es necesario emplear semiconductores controlados, capaces de activarse y desactivarse de forma controlada mediante señales externas. En la Tabla 3.4 se detalla las características de los semiconductores típicos empleados en la electrónica de potencia.

Tabla 3.4: Especificaciones de dispositivos electrónicos.

DISPOSITIVO	TENSIÓN	CORRIENTE	FRECUENCIA
DIODOS	<10 kV	<5000 A	<10 MHz
TIRISTORES	<6000 V	<5000 A	<500 Hz
GTOs	<6000 V	<3000 A	<500 Hz
TRIACs	<1000 V	<25 A	<500 Hz
MOSFETs	<1000 V	<100 A	<1 MHz
BJTs	<1200 V	<700 A	<25 kHz
IGBTs	<2000 V	<500 A	<75 kHz

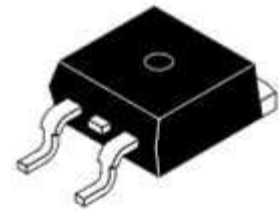
Por lo tanto, se decide utilizar un IGBT en lugar de un MOSFET para esta aplicación, principalmente debido a sus menores pérdidas de potencia en condiciones de alto voltaje y corriente elevada. Los IGBT combinan las ventajas de los Transistor de union bipolar (BJT) en conducción y los MOSFET en conmutación, lo que resulta en una caída de voltaje en estado activo ($V_{CE(sat)}$) más baja en comparación con la resistencia en estado activo ($R_{DS(on)}$) de un MOSFET a altos voltajes. A diferencia de los MOSFET, cuyas pérdidas por conducción aumentan cuadráticamente con la corriente ($P_{cond} = I_D^2 \cdot R_{DS(on)}$) y cuyo $R_{DS(on)}$ se

incrementa significativamente a mayores voltajes de operación, los IGBT mantienen una eficiencia superior en estas condiciones. Además, en aplicaciones donde el voltaje supera los 400 V, los IGBT presentan menores pérdidas totales (conducción + conmutación), lo que los hace ideales para inversores, convertidores de alta potencia.

En la Tabla 3.5 se muestra las características del IGBT modelo ISL9V3040D3S[25] en las cuales destaca el voltaje de operación, la corriente que soporta, el voltaje mínimo de activación.

Tabla 3.5: Parámetros clave del IGBT ISL9V3040D3S.

Parámetro	Valor
Voltaje Colector-Emisor (V_{CES})	400 V (típico), 430 V (máximo)
Corriente del Colector (I_C)	21 A (25°C), 17 A (110°C)
Energía SCIS	300 mJ (25°C), 170 mJ (150°C)
Voltaje de Saturación ($V_{CE(sat)}$)	1.25 V (6 A, 4 V, 25°C)
Tiempo de Encendido ($t_{d(on)}$)	0.7–4 μ s
Tiempo de Apagado ($t_{d(off)}$)	4.8–15 μ s
Resistencia Térmica ($R_{\theta JC}$)	1.0°C/W
Temperatura de Operación	–40°C a +175°C



Construcción del Puente H

Para comprobar el diagrama de conexión mostrado en la Figura 3.23, se utilizó una protoboard para realizar pruebas con los IGBT. Estas pruebas permitieron validar la funcionalidad de los componentes empleados en la construcción del puente H, asegurando su correcto funcionamiento; En el circuito de la Figura 3.24 se ilustra lo antes mencionado.

Una vez validada la funcionalidad de los elementos a emplear en la construcción de los puentes H, se procede a diseñar la PCB de cada puente en el software KiCAD, además se añadieron los diodos anti paralelo para la protección de los transistores de potencia, el motivo de ellos se menciona en el Capítulo 2 en el tema conversión de CD a CA

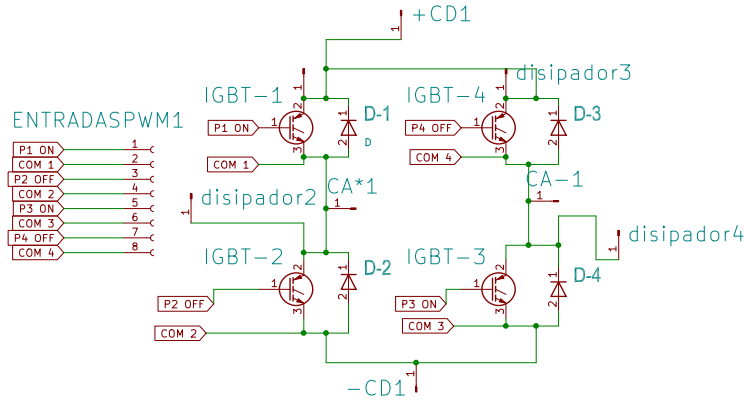


Figura 3.23: Diagrama de conexión puente H.

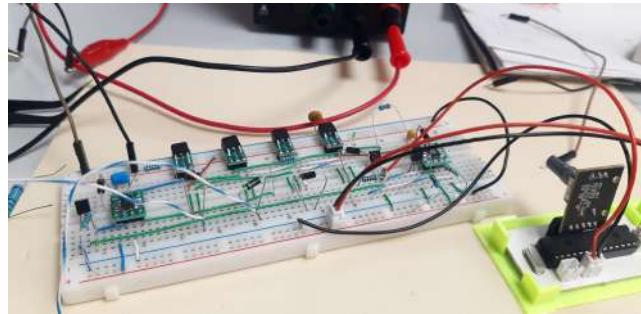


Figura 3.24: Prototipo del puente H.

En la Tabla 3.6 se detallan las especificaciones del diodo seleccionado [26] del cual destaca la corriente y el voltaje que soporta, además el tipo de empaquetado que es útil para el diseño de la PCB.

Tabla 3.6: Parámetros clave del SF10A400H para aplicación en puente H.

Parámetro	Valor	Diagrama
Paquete	TO-220F-2L	
Tensión inversa máxima (V_{RRM})	400 V	
Corriente directa promedio ($I_{F(AV)}$)	10 A	
Tensión directa (V_F @125°C)	1.20 V (máx)	
Tiempo recuperación inversa (t_{rr})	30 ns	
Corriente de surto (I_{FSM})	120 A (8.3 ms)	
Corriente de fuga (I_{RM} @125°C)	200 μ A (máx)	
Capacitancia (C_j)	65 pF (típ)	
Resistencia térmica ($R_{\theta j-c}$)	3.5 °C/W	
Temperatura operación	-45°C a +150°C	

En la Figura 3.25 se presenta el modelo 3D de la PCB, donde se identifican y enumeran los componentes clave junto con sus características técnicas.

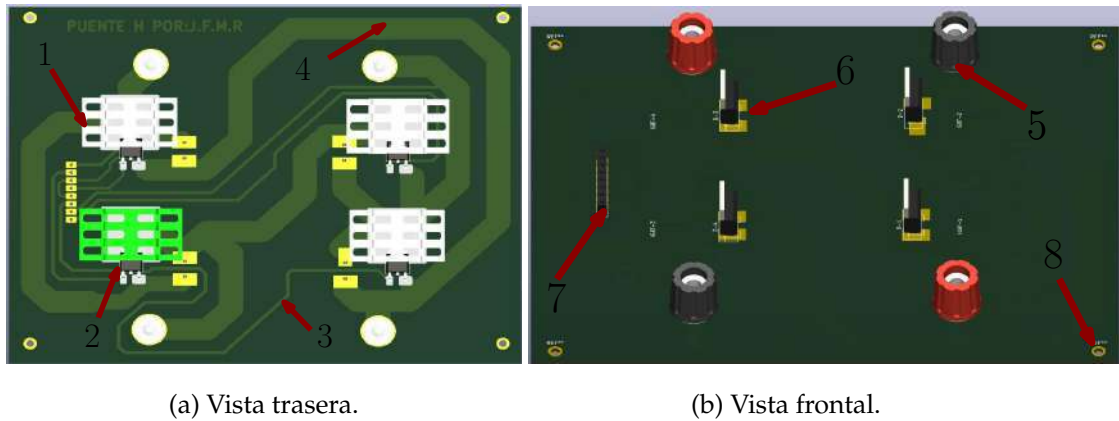


Figura 3.25: Propuesta de PCB para el puente H.

Estos elementos, esenciales para la construcción física del prototipo, se describen en detalle a continuación.:

1. Disipador de calor Dispositivo de montaje superficial (SMD) para transistores de potencia de montaje SMD.
2. IGBT SMD con encapsulado D²PAK-3 más información en la Tabla 3.5.
3. Pista de control de 1mm de ancho para las señales de control que activaran los IGBT.
4. Pista de potencia de 7mm de ancho.
5. Terminal banaba hembra.
6. Diodo de recuperación rápida, especificaciones técnicas en la Tabla 3.6.
7. Regleta hembra de 1x8 para las señales de control.
8. Perforaciones para poner soporte para la PCB.

Realizado el diseño de la PCB del puente H se procede a utilizar la maquina CNC haciendo una modificación en la broca, en las tablillas posteriores se utilizó una broca en V de un solo lado sin embargo, esta generaba rebabas en los bordes de las pistas de cobre, lo que en algunas ocasiones provocaba cortocircuitos durante las pruebas.

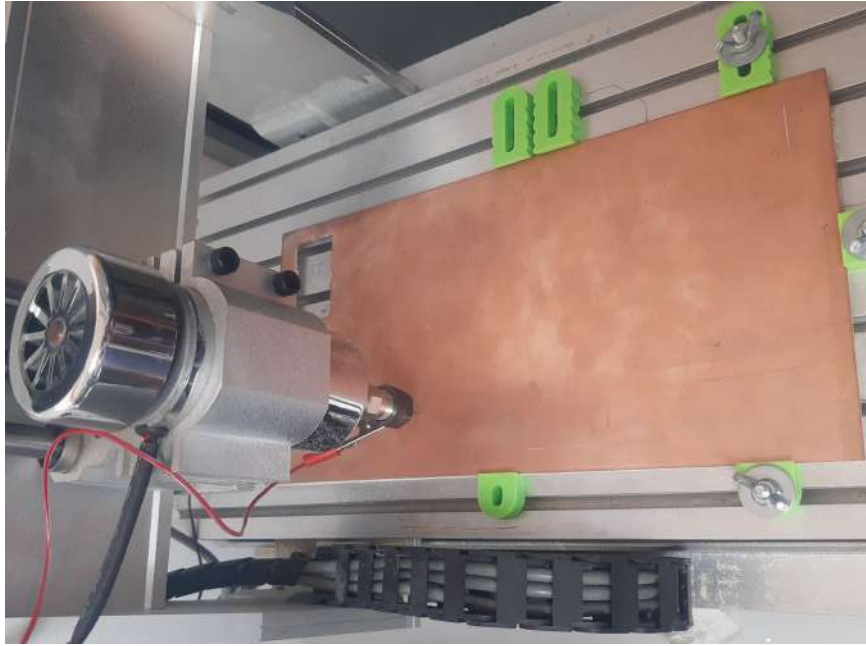


Figura 3.26: Mecanizado del puente H.

Para solucionar este problema, se reemplazó la broca por una de tres lados con una punta de 20 grados y un diámetro de 0.1 mm. Esta modificación permitió un desbaste más preciso y uniforme del cobre en las placas de baquelita, eliminando eficazmente las rebabas y reduciendo los defectos. Además para proteger las pistas de cobre de la oxidación y de una mala soldadura de los elementos se le añadió una máscara de anti soldadura de secado por luz ultravioleta este procedimiento se muestra en la Figura 3.27 .

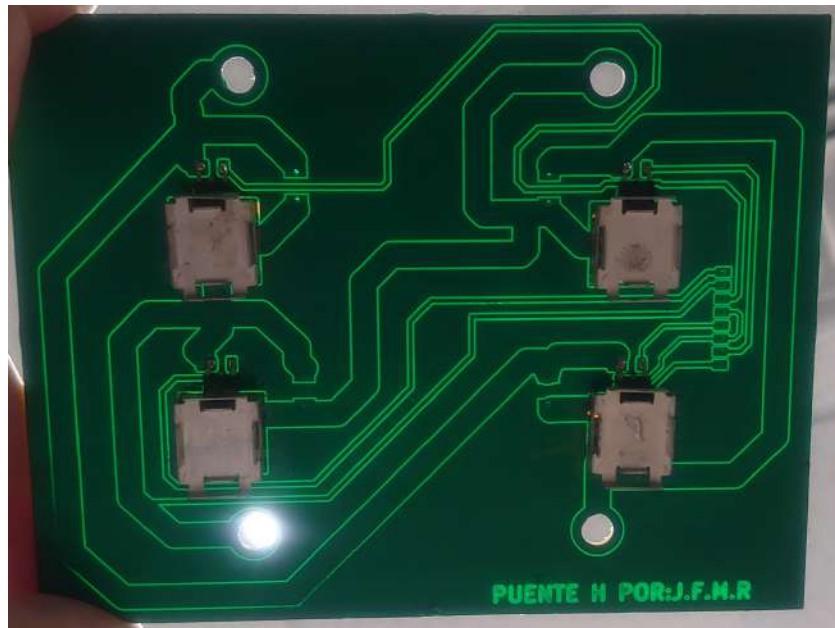


Figura 3.27: Puente H con máscara anti soldadura.

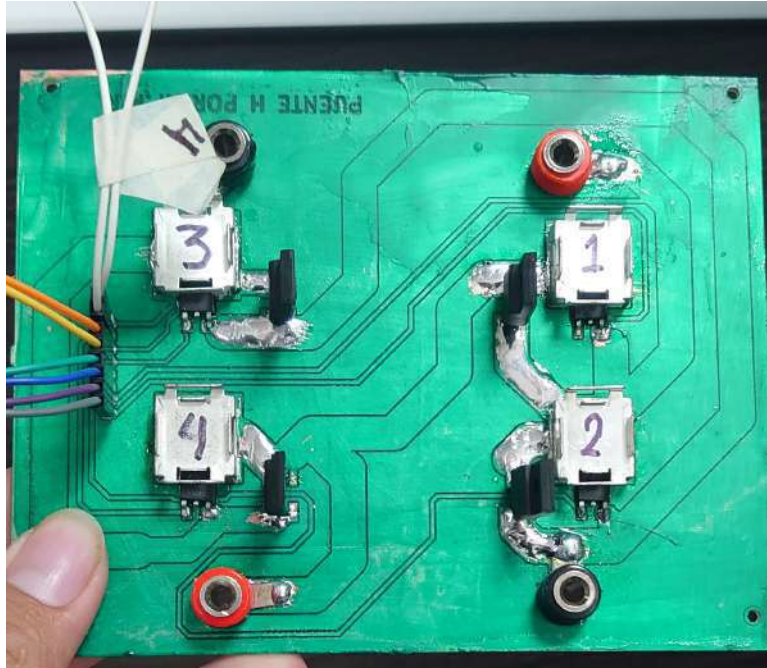


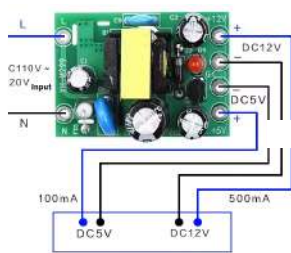
Figura 3.28: PCB terminada.

Finalmente, en la Figura 3.28 se muestra el primer prototipo terminado del puente H. En comparación con el modelo 3D de la Figura 3.25, se observan modificaciones en la disposición de algunos componentes, realizadas para optimizar la practicidad del diseño. Estos cambios permitieron concentrar todos los elementos en una sola cara de la PCB, simplificando así el ensamblaje, también hacer pruebas de funcionalidad.

Capítulo 4

Validación y resultados

En este capítulo se realizarán pruebas de funcionalidad sobre las PCB diseñadas y fabricadas en el Capítulo 3. Estas pruebas incluirán simulaciones virtuales para validar el comportamiento teórico de los circuitos, así como pruebas físicas que permitirán comparar los resultados de las simulaciones con las mediciones y observaciones obtenidas en las PCB reales. Para las pruebas físicas se utilizarán los siguientes instrumentos: un módulo de fuente de alimentación conmutada CA-CD con salidas de 5 V y 12 V, una fuente de alimentación regulable Wanptek DPS3010U (30 V/10 A), y un osciloscopio digital Owon SDS1022 de 2 canales. Estos equipos permitirán contrastar los resultados simulados con las mediciones experimentales, verificando la concordancia entre el modelo teórico y su implementación física.



(a) Fuente conmutada CA-CD.



(b) Fuente Wanptek DPS3010U.



(c) Osciloscopio Owon SDS1022.

Figura 4.1: Equipos utilizados para las pruebas físicas de las PCB.

4.1. Generador de desfase

Para simular el generador de desfase se utilizó el software Proteus [27] que nos permite simular el micro controlador Arduino Uno en el cual también se comprobó el funcionamiento del código para generar las señales PWM. La conexión se realizó acorde al diagrama ilustrado en la Figura 3.11 en la cual en las salidas se le conecta un osciloscopio para analizar las señales obtenidas por el código de Arduino. Esto se muestra en la Figura 4.2.

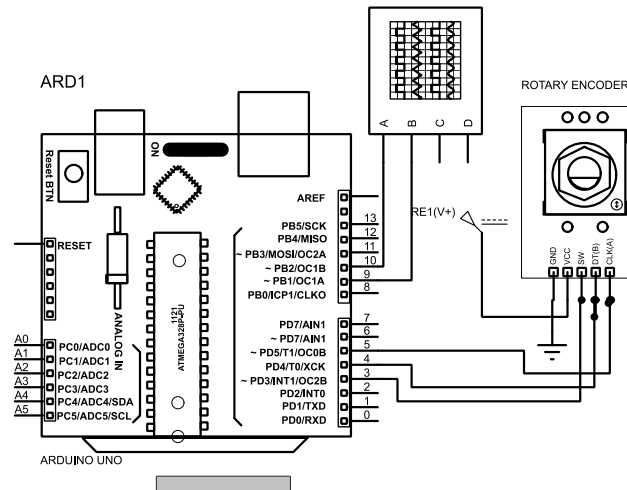


Figura 4.2: Simulación de generador de desfase.

En la Figura 4.3 se ilustran dos señales en la cual la señal amarilla es producida por el TIMER1A y la señal azul es del TIMER1B, como se puede observar la señal generada por el TIMER1B está en atraso con respecto a la señal del TIMER1A. Esto gracias al encoder que nos permite variar el comparador B.

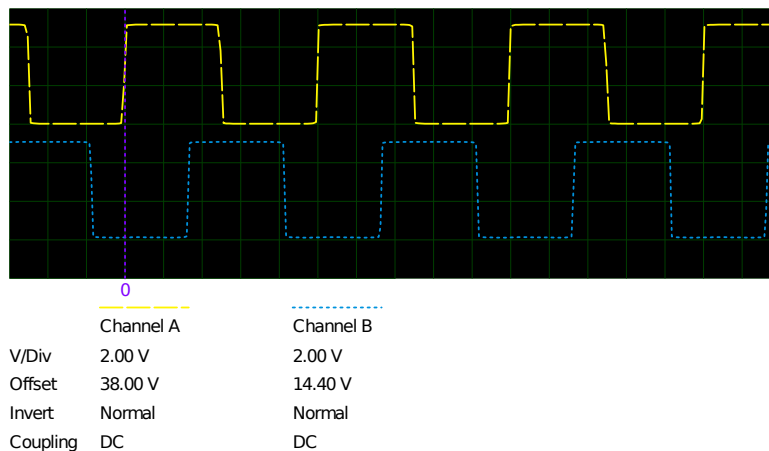
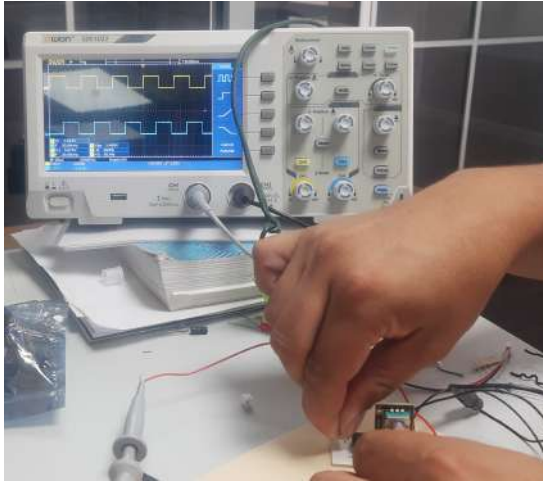
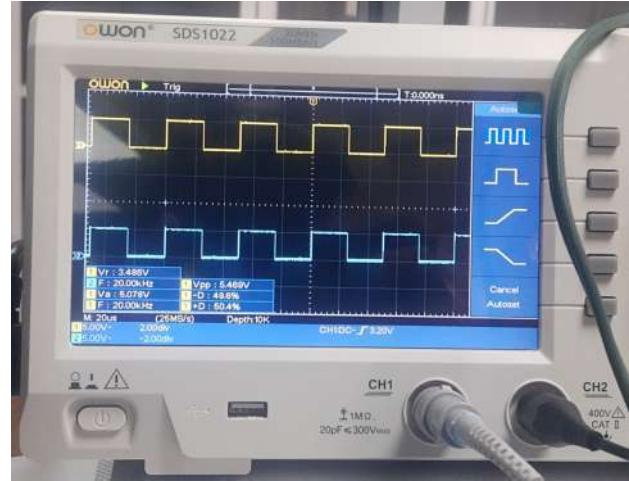


Figura 4.3: Señales desfasadas.

Para realizar la prueba física, se utilizó un módulo de fuente conmutada de 5V para alimentar la placa PCB. Posteriormente, las salidas del generador de desfase se conectaron al osciloscopio OWON(Figura 4.4a), permitiendo observar y analizar las señales generadas como se muestra en la Figura 4.4b.



(a) Funcionalidad de la PCB.



(b) Señales generadas.

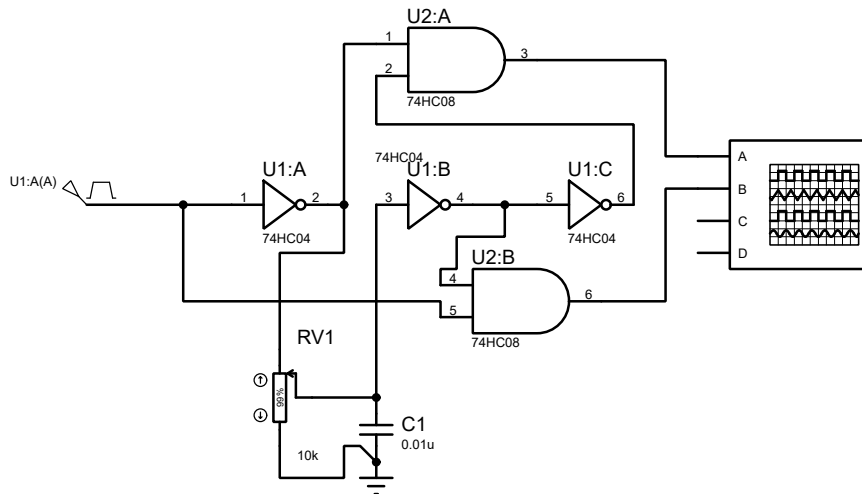
Figura 4.4: Prueba a PCB generador de desfase.

En la Figura 4.4b se observa que la tablilla genera dos señales PWM la señal amarilla, producida por el TIMER1A, y la señal azul, generada por el TIMER1B. Al comparar estas señales con las mostradas en la Figura 4.3, se determina que los resultados simulados coinciden con las señales obtenidas físicamente.

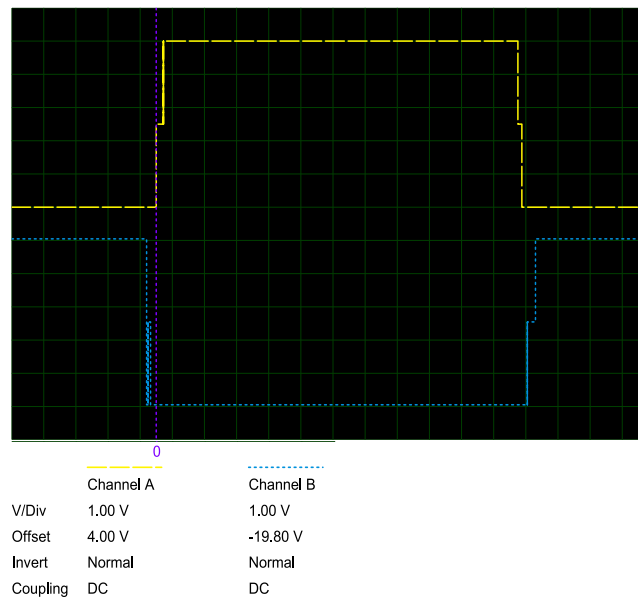
4.2. Modulo generador de tiempo muerto

El generador de tiempo muerto se simuló para las señales Q_1 , Q_2 , obteniendo dos señales de salida a partir de una única entrada. Estas señales deben ser complementarias entre sí y deben mantener un tiempo muerto entre sus transiciones para evitar empalmes peligrosos en la conmutación.

En la Figura 4.4a se muestra la conexión empleada en el software proteus esta es basada acorde ala Figura 3.12 con la cual solo se obtendrá dos señales de salida con una sola señal de entrada en comparativa con la Figura 3.15 que es un diagrama esquemático en el cual con dos señales de entrada se obtendrán 4 señales.



(a) Conexión en proteus.

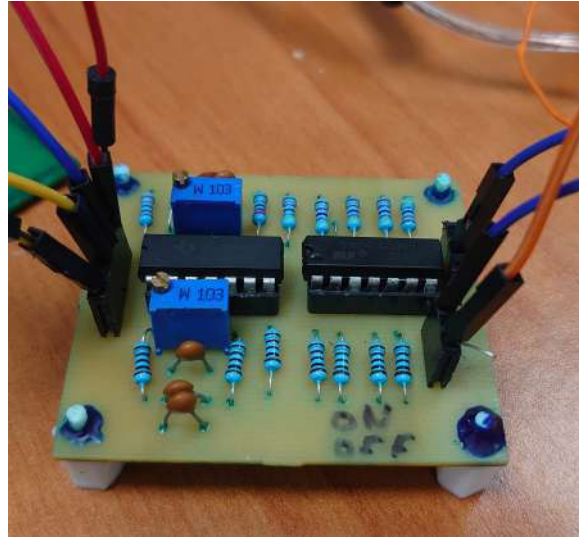


(b) Visualización de las señales.

Figura 4.5: Simulación del generador del tiempo muerto.

En la Figura 4.5b se muestran las señales generadas por la simulación en la que la señal amarilla es Q_1 y la azul es Q_2 en la cual se puede observar que son complementarias y que poseen un tiempo muerto.

En la prueba física se utiliza la PCB generadora de desfase con el cual se añaden las señales generadas por los timers TIMER1A y TIMER1B en el modulo generador de tiempo muerto tal como se ilustra en la Figura 4.6a.



(a) Módulo.



(b) Señales obtenidas.



(c) Tiempo muerto añadido.

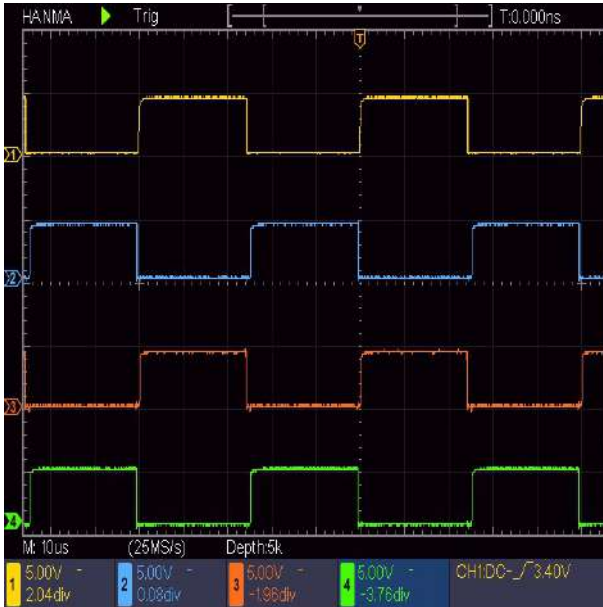
Figura 4.6: Prueba al modulo generador de tiempo muerto.

En la Figura 4.6b se muestran las señales Q_1 (en amarillo) y Q_2 (en azul), donde se observa que la amplitud de Q_1 es menor que la de Q_2 debido al tiempo muerto añadido. Este efecto se analiza con más detalle en la Figura 4.6c, donde, mediante los cursores del osciloscopio, se mide el intervalo en el que ambas señales permanecen en cero.

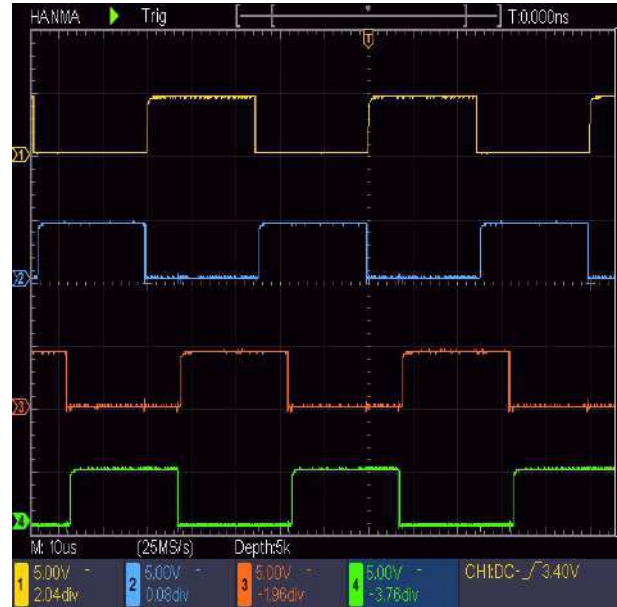
Para tener una mejor análisis de las cuatro señales generadas por el modulo generador de tiempo se sustituye el osciloscopio por uno de cuatro canales. En la Figura 4.7 se aprecian las señales identificadas por color: la amarilla corresponde a Q_1 , la azul a Q_2 , mientras que la roja Q_3 y la verde Q_4 , estas dos ultimas son las señales que se desplazan con la ayuda del

generador de desfase esto se ilustra en la Figura 4.7b.

Por ultimo en la Figura 4.7c y Figura 4.7d se muestra que las señales no tienen ningún empalme entre si que pueda generar problemas en la conmutación del convertidor y se tiene un aproximado del tiempo muerto de 434 ns.



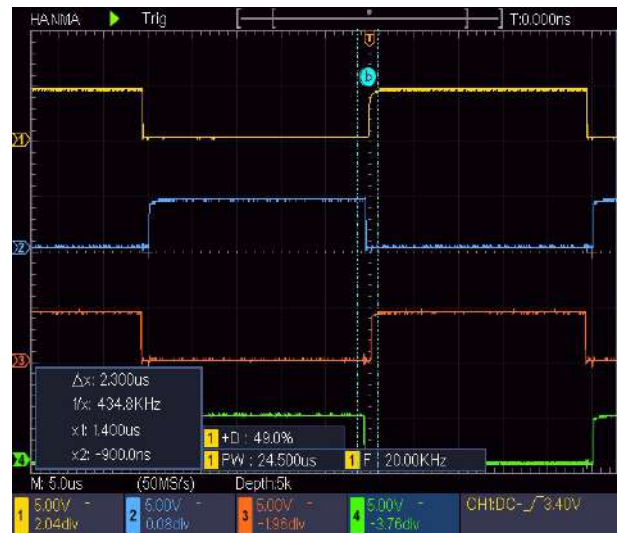
(a) Señales en fase.



(b) Desplazamiento de las señales Q_3 y Q_4 .



(c) Señales sin empalmes.



(d) Tiempo muerto entre señales.

Figura 4.7: Señales del modulo generador de tiempo muerto.

4.3. Modulo manejador de compuertas

Para la simulación del módulo manejador de compuerta se utilizó el diagrama de conexión propuesto en la Figura 3.19, el cual requiere cuatro fuentes de alimentación independientes configuradas como fuentes aisladas, tal como se muestra en la Figura 4.8. En esta configuración, se generan cuatro señales PWM con una amplitud de 15 V, donde dos de ellas deben ser complementarias entre sí. Esta disposición se ilustra en la Figura 4.9, donde las señales amarilla y verde corresponden a Q_1 , mientras que las señales roja y azul corresponden a Q_2 .

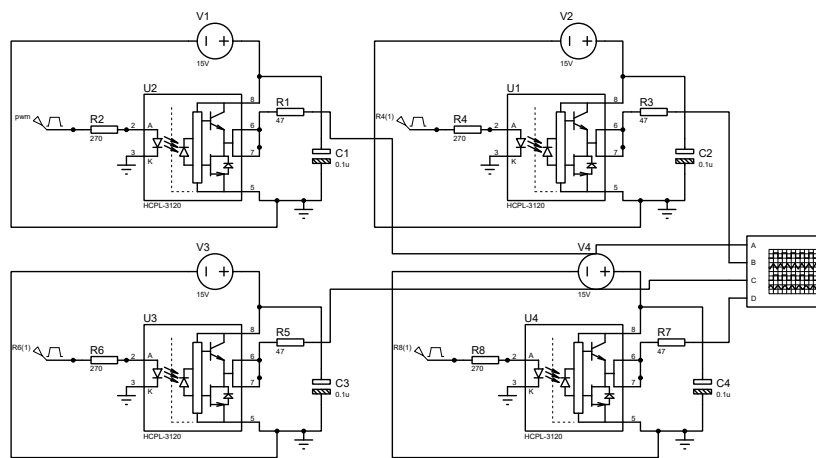


Figura 4.8: Simulación en Proteus.

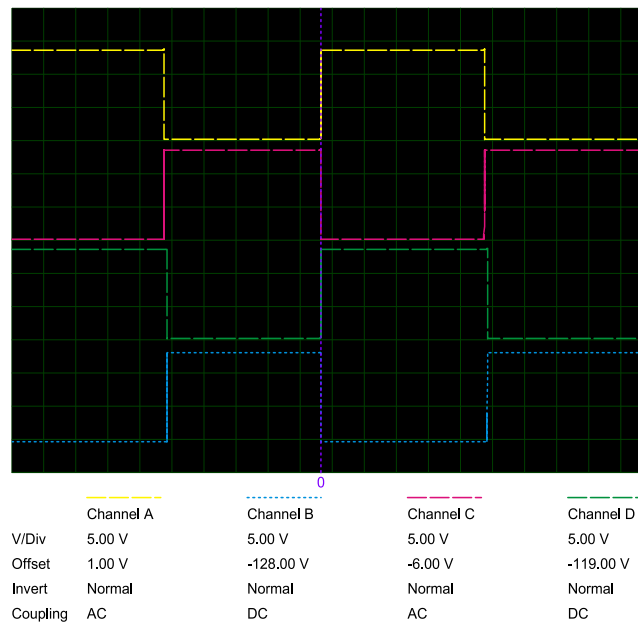


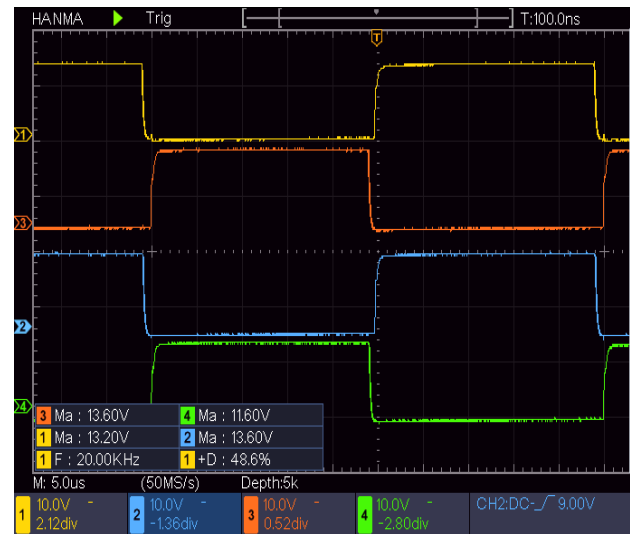
Figura 4.9: Señales de la simulación.

Para las pruebas del módulo manejador de compuerta se requiere el módulo de desfase, el generador de tiempo muerto y la fuente de alimentación Wanptek, la cual suministra energía a las fuentes aisladas utilizadas por este módulo. El módulo debe generar cuatro señales PWM complementarias entre sí, con tiempo muerto incorporado y un nivel de voltaje adecuado para la activación de los IGBT.

En la Figura 4.10a se observan las señales capturadas con el osciloscopio Owon, donde las señales amarilla y azul corresponden a Q_1 , mientras que las señales naranja y verde representan Q_2 , siendo estas complementarias a Q_1 . La Figura 4.10b muestra las características de las señales, como su amplitud de voltaje, frecuencia de conmutación y ciclo de trabajo. Una diferencia notable entre la simulación en Proteus y las pruebas físicas es la variación en el voltaje, lo cual se debe a que la simulación opera en condiciones ideales, mientras que en la implementación real influyen factores como la tolerancia de los componentes y calidad de los componentes.



(a) Señales obtenidas por el osciloscopio.



(b) Señales ampliadas.

Figura 4.10: Señales del manejador de compuerta.

4.4. Funcionalidad del convertidor doble puente activo

Una vez terminadas las pruebas de funcionalidad y de comparación con las simulaciones se arma el convertidor doble puente activo este se ilustra en la Figura 4.11 en la que todos los elementos empleados se encuentran enumerados para su descripción.

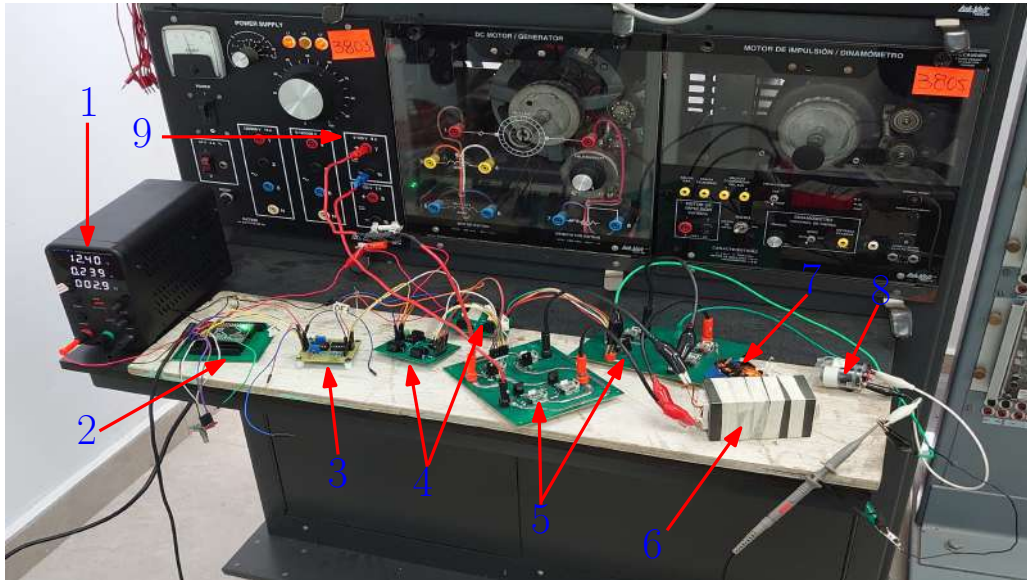


Figura 4.11: Operatividad del convertidor.

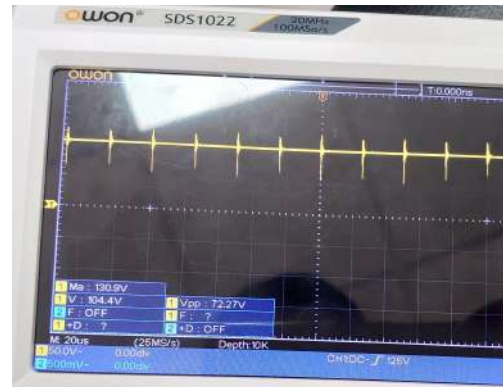
1. Fuente de alimentacion encargada de alimentar los modulos manejadores de compuerta.
2. Generador de desfase.
3. Modulo generador de tiempo muerto.
4. Modulos manejador de compuerta, encargado de aislar el sistema de control y el sistema de potencia.
5. Puentes H encargados de la transferencia de potencia.
6. Transformador elevador con nucleo de ferrita.
7. Inductancia de acoplamiento.
8. Capacitores para filtrar la señal de salida.
9. Fuente de alimentación variable Lab-Volt.

El convertidor se opera en vacío (sin carga) alimentado por una fuente Lab-Volt ajustada a 60 V CD. Como se observa en la Figura 4.12b, el sistema eleva el voltaje de salida partiendo de una entrada de 54.5 V RMS. La Figura 4.12a muestra la señal cuadrada de entrada al transformador, donde la caída de tensión se atribuye principalmente a las pérdidas de conmutación en el puente H y a la distorsión causada por la inductancia en serie con el transformador.

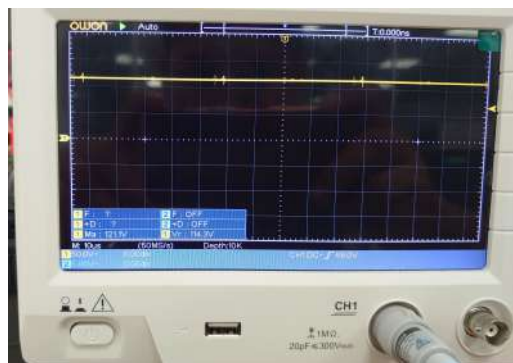
En la Figura 4.12b se observan transiciones abruptas causadas por el ruido generado por la inductancia en serie conectada al transformador. Aunque se cuenta con un capacitor electrolítico, este no es suficiente para eliminar completamente dichas perturbaciones. Por esta razón, se añade un capacitor cerámico, el cual es más eficaz en el filtrado de componentes de alta frecuencia. Con esta combinación, se logra una señal de CD más estable y de mejor calidad, como se muestra en la Figura 4.12c.



(a) Señal de entrada al transformador.



(b) Señal de salida del convertidor con filtro electrolítico.



(c) Señal de salida con filtro electrolítico y cerámico.

Figura 4.12: Operatividad del convertidor

Durante la operación del convertidor con carga, se presentaron oscilaciones que activaron la protección y dañando los IGBT. Al investigar las posibles causas, se identificó un problema en la fuente de alimentación trifásica: su interruptor dejaba una línea sin conexión, lo que impedía una rectificación adecuada de la fuente de CD. Como se ilustra en la Figura 4.13 la fuente de alimentación es de tipo pulsante por lo que esta no tiene la capacidad de absorber el voltaje inverso generado por la inductancia utilizada en el convertidor esto se soluciona añadiendo un filtro externo pero debido a la falla del interruptor deja imposibilitada el uso de la fuente variable de CD.

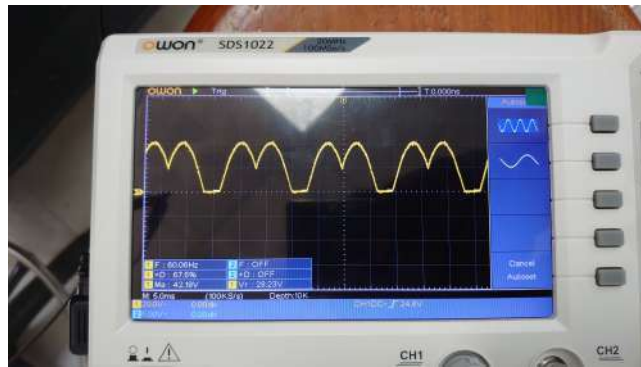


Figura 4.13: Señal de la fuente lab-Volt.

Se decidió realizar pruebas con una fuente de menor capacidad, utilizando un transformador elevador de 25 V a 50 V, ya que la fuente disponible solo alcanza un máximo de 30 V. Para ello, se reemplazaron los IGBT dañados y se procedió a embobinar el transformador, tal como se muestra en la Figura 4.14. Además, se empleó un amperímetro de gancho para medir la corriente en la carga, evitando así sobrecargar la fuente de voltaje durante las pruebas.

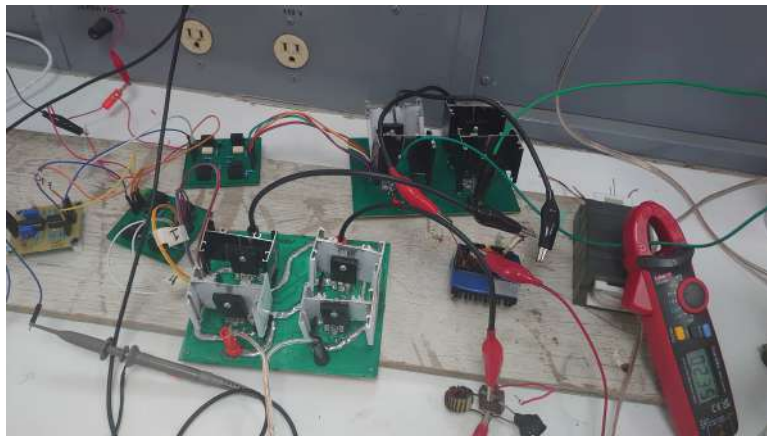


Figura 4.14: Modificaciones en el convertidor.

En la Figura 4.15a se muestra la medición del voltaje de CD en la salida del convertidor. Como puede observarse, el transformador eleva el voltaje aplicado al doble de su valor inicial.



(a) Voltaje de salida del convertidor.



(b) Corriente que demanda la carga.

Figura 4.15: Mediciones del convertidor.

Posteriormente, se añadió carga gradualmente mediante un reostato de potencia, lo cual permitió variar la resistencia de carga hasta alcanzar un valor de $23\ \Omega$. En estas condiciones, se obtuvo una corriente de 2.34 A, cercana al límite máximo que demanda el MIE. Dado que la fuente ya operaba en su máxima capacidad de potencia, se decidió no reducir más la resistencia para evitar sobrecargas.

Capítulo 5

Conclusiones

En este trabajo se desarrolló exitosamente un convertidor DAB bidireccional, con aislamiento galvánico mediante un transformador de alta frecuencia. El diseño cumplió con los requisitos de potencia establecidos, demostrando adaptabilidad y eficiencia en su operación.

Para el control del flujo de potencia entre los puentes del convertidor, se implementó un sistema de lazo abierto por PWM con desfase variable, basada en el microcontrolador ATmega328P, se complementó con un módulo de tiempo muerto y optoacopladores para garantizar una conmutación segura y confiable de los IGBTs.

En cuanto al diseño físico, las placas PCB para el puente H y el manejo de señales de control funcionaron correctamente en las pruebas experimentales, validando su robustez. Asimismo, la construcción mecánica del prototipo que incluyó técnicas de impresión 3D para el carrete del transformador facilitó la integración compacta y modular del sistema.

En síntesis, el convertidor DAB desarrollado cumple con las especificaciones técnicas planteadas, ofreciendo un diseño replicable y escalable para aplicaciones que requieran transferencia bidireccional.

5.1. Trabajos a futuro

- Implementación de control de lazo cerrado para mejorar la precisión y estabilidad del convertidor DAB.
- Integración con sistemas de almacenamiento de energía (baterías) para optimizar la gestión de potencia.
- Diseño de un sistema de monitoreo en tiempo real para variables como corriente, voltaje y temperatura.
- Optimización del transformador de alta frecuencia para reducir pérdidas y mejorar la eficiencia.
- Desarrollo de una interfaz gráfica de usuario para facilitar la operación y configuración del sistema.

Bibliografía

- [1] Angela Scanio. Diagrama para conectar un panel solar a una bomba de agua, 10 2010. URL: <https://angelascanio.wordpress.com/2010/10/06/diagrama-para-conectar-un-panel-solar-a-una-bomba-de-agua/>.
- [2] Camilo Arancibia Bulnes, Roberto Best, and Brown Lejos. Energía del sol. *Revista Ciencia*, 61:10–17, 2010.
- [3] Cátedra de Máquinas y Accionamientos Eléctricos. *Apunte de Cátedra 6: Introducción al Motor Trifásico de Inducción*. 2019. URL: http://www3.fi.mdp.edu.ar/electrica/maquinasyaccionamientos/subir/1.Teoria_apuntes_de_catedra/mae_2019_apunte_catedra6_introduccion_motor_trifasico_de_induccion.pdf.
- [4] Danny Andrés Arenas Sánchez and Hodman Steven Zapata Castaño. Libro interactivo sobre energía solar y sus aplicaciones. 2011.
- [5] Charles Kolstad. *Los Convertidores de Potencia y Sus Múltiples Usos*. 09 Mayo, 2022.
- [6] Daniel W Hart and Andrés Barrado Bautista. *Electrónica de potencia*, volume 32. Prentice Hall Madrid, 2001.
- [7] Universitat de València. Inversores de onda cuadrada (sqw), 2023. Documento técnico sobre inversores de potencia. URL: <https://www.uv.es/~emaset/iep00/descargas/INVERSORES%20SQW.pdf>.
- [8] Universidad Nacional Abierta y a Distancia (UNAD). Circuitos rectificadores, s.f. Objeto Virtual de Aprendizaje (OVA). URL: https://repository.unad.edu.co/reproductor-ova/10596_23273/circuitos_rectificadores.html.
- [9] Universidad Nacional de Rosario. Circuitos rectificadores, s.f. Material didáctico de electrónica de potencia. URL: <https://www.fceia.unr.edu.ar/enica3/rectif.pdf>.

- [10] Javier Antonio Guacaneme Moreno. *Control de puentes activos duales (DABs) en sistemas bidireccionales de alimentación con alta densidad de potencia*. PhD thesis, Universitat Politècnica de València, 2016.
- [11] Hengsi Qin. *Dual active bridge converters in solid state transformers*. Missouri University of Science and Technology, 2012.
- [12] Wikipedia contributors. Modulación por ancho de pulsos, 2023. [En línea; consultado el 2023-10-05]. URL: https://es.wikipedia.org/wiki/Modulaci%C3%B3n_por_ancho_de_pulsos.
- [13] Theodore Wildi et al. Máquinas eléctricas y sistemas de potencia. 2007.
- [14] Miguel Ángel Rodríguez Pozueta. Máquinas eléctricas ii. *Tema 1. Transformadores*, 2018.
- [15] Magmattec. Núcleos de ferrita: Un poco de historia, propiedades y aplicaciones. 2018.
- [16] Daniel Eduardo Salazar Correa, Esteban Escobar Londoño, et al. Comprobación experimental del efecto piel en conductores. 2018.
- [17] Daniela González Agudelo. Diseño y construcción de un convertidor dc-dc para un transformador inteligente. 2017.
- [18] Colonel Wm T McLyman. *Transformer and inductor design handbook*. CRC press, 2004.
- [19] Autodesk, Inc. *AutoCAD User Guide*, 2023. Software de diseño asistido por computadora. URL: <https://www.autodesk.com/products/autocad/overview>.
- [20] Ultimaker. Ultimaker cura, 2023. Software de impresión 3D. URL: <https://ultimaker.com/software/ultimaker-cura>.
- [21] Emanuel Ulises Juarez Santana. Generador solar de energia electrica a 200 w. 2009.
- [22] KiCad Development Team. Kicad, 2022. URL: <https://www.kicad.org/>.
- [23] DigiKey. How to select and get started with power device drivers. *DigiKey Articles*, 2023. Consultado el 22 de noviembre del 2024. URL: <https://www.digikey.com/en/articles/how-to-select-and-get-started-with-power-device-drivers>.

- [24] Hewlett-Packard. Datasheet: Hcpl-3120 high speed optocoupler. Technical report HCPL-3120-1.4, HP Inc., 2002. URL: <https://www.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/64629/HP/HCPL-3120.html>.
- [25] ON Semiconductor. *V3040S - Ultra Fast Series 400 V, 21 A IGBT*. ON Semiconductor, Mar 2021. Document Number: V3040S-D, Rev. 1. URL: <https://www.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/1314123/ONSEMI/V3040S.html>.
- [26] KODENSHI Corporation. SF10A400H fast recovery diode datasheet. <https://www.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/566329/KODENSHI/SF10A400H.html>, 2017. [Online; accessed 15-Nov-2023].
- [27] Labcenter Electronics Ltd. Proteus design suite, 2023. Software de simulación de circuitos. URL: <https://www.labcenter.com>.