

INSTITUTO TECNOLÓGICO SUPERIOR DE IRAPUATO



**ESTUDIOS CON RECONOCIMIENTO DE VALIDEZ OFICIAL
NÚMERO 11-00065**

**ESTUDIO DE INVERSORES RESONANTES
APLICADOS A SOLDADURA**

OPCIÓN I: TESIS PROFESIONAL

**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA**

**PRESENTA:
ING. LUIS AARÓN ALONSO ARELLANO**

**DIRECTORES DE TESIS:
DR. ADOLFO RAFAEL LÓPEZ NÚÑEZ
DR. MARCOS JESÚS VILLASEÑOR AGUILAR**

IRAPUATO, GTO.

DICIEMBRE 2025



Educación
Secretaría de Educación Pública



Instituto Tecnológico Superior de Irapuato
Dirección General
Dirección Académica

Irapuato, Guanajuato, **09/diciembre/2025**

Oficio No. CIPI-025-2025

ASUNTO: Autorización de impresión de tesis de maestría

DR. MARIO ALBERTO JUÁREZ BALDERAS
PRESIDENTE DEL CONSEJO DE POSGRADO
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
PRESENTE

Por medio de la presente y a solicitud del comité tutorial integrado por:

Dr. Adolfo Rafael López Núñez
Dr. Marcos Jesús Villaseñor Aguilar
Dr. José Miguel Sosa Zúñiga
Dr. Gilberto Muñoz Moreno

se autoriza la impresión de la tesis titulada "**Estudio de inversores resonantes aplicados a soldadura**" realizada por el estudiante **C. Luis Aarón Alonso Arellano** con número de control **MIP23110003** la cual ha sido desarrollada dentro del programa de la Maestría en Ingeniería Electrónica bajo la dirección del Dr. Adolfo Rafael López Núñez y la codirección del Dr. Marcos Jesús Villaseñor Aguilar y ha sido revisada y aprobada por el comité tutorial antes mencionado.

Sin otro en particular, le envío un cordial saludo.

ATENTAMENTE

Excelencia en Educación Tecnológica

M.C. ISAÍ GONZÁLEZ GAONA
DIRECTOR ACADÉMICO
PRESIDENTE DEL CIPI

ccp.

M.I. Ernesto Cabal Yépez

M.C. Akira Torreblanca Ponce

Titular de Jefatura de División de Ing. Electrónica
Titular del Departamento de Investigación

Para su conocimiento y atención
Para su seguimiento



2025
Año de
La Mujer
Indígena

Carretera Irapuato - Silao km 12.5, El Copal. Irapuato, Guanajuato,
C.P. 36821 Tels. 462 6067900, 462 6067602
irapuato.tecnm.mx





Instituto Tecnológico
Superior de Irapuato

Constancia de aprobación de la tesis

La tesis *Estudio de inversores resonantes aplicados a soldadura* presentada para obtener el **Grado de Maestro en Ingeniería Electrónica** fue elaborada por el **Ing. Luis Aarón Alonso Arellano** y aprobada el **9 de diciembre de 2025** por los suscritos, designados por el Consejo de Posgrado de la Maestría en Electrónica del Tecnológico Nacional de México / Instituto Tecnológico Superior de Irapuato.

Dr. Adolfo Rafael López Núñez
(Director de Tesis)

Dr. Marcos Jesús Villaseñor Aguilar
(Co-Director de Tesis)

Dr. José Miguel Sosa Zúñiga
(Sinodal)

Dr. Gilberto Muñoz Moreno
(Sinodal)



CRÉDITOS INSTITUCIONALES

Esta tesis fue elaborada en el Laboratorio de Eléctrica y Electrónica de Potencia (LEEP) del **Tecnológico Nacional de México /Instituto Tecnológico Superior de Irapuato**, bajo la dirección de los profesores Dr. Adolfo Rafael López Núñez y Dr. Marcos Jesús Villaseñor Aguilar.

AGRADECIMIENTOS

Deseo expresar mi más sincero agradecimiento a la Secretaría de Ciencia, Humanidades, Tecnología e Innovación (SECIHTI), por el apoyo económico brindado para la realización de mis estudios de posgrado.

También agradezco al Instituto Tecnológico Superior de Irapuato por permitirme crecer profesional y personalmente dentro de sus instalaciones, así como por la oportunidad de formar parte del Programa de Posgrados de Calidad en la Maestría en Ingeniería en Electrónica.

A mi asesor, el Dr. Adolfo Rafael López Núñez, le agradezco su guía, compromiso y confianza durante el desarrollo de este trabajo. De igual manera, al Dr. Marcos Jesús Villaseñor Aguilar, por su apoyo y valiosas aportaciones académicas.

Reconozco a la Academia de la Maestría en Ingeniería en Electrónica del Instituto Tecnológico Superior de Irapuato, cuyos docentes han sido fundamentales en mi formación, compartiendo sus conocimientos, acompañamiento y motivación.

Mi gratitud también al Dr. Manuel Rico Secades, por su orientación durante mi estancia en la Escuela Politécnica de Ingeniería de Gijón de la Universidad de Oviedo, y al Dr. Pablo José Quintana Barcia por su apoyo durante el Congreso IAS 2025. Asimismo, al núcleo Académico de Investigación CE3I2 de la Universidad de Oviedo, y a los M.I. Daniel Mallada y M.I. Ignacio Álvarez, por su respaldo, amistad y hospitalidad que me hicieron sentir como en casa.

A mis compañeros de Maestría: M.I. Christopher, M.I. Cristian Robles, M.I. Miguel Salas, M.I. Antonio Malpica y M.I. Cristian Sámano, por su amistad y motivación para iniciar este posgrado. De manera especial, a mis compañeros de generación, en particular al M.I. Pablo A. Vargas y M.I. José F. Sánchez, por su compañía y apoyo constante durante estos dos años.

Finalmente, a mi familia, especialmente a mis padres, Abigail Arellano Mireles y Luis M. Alonso Zavala, por su amor, ejemplo y fortaleza, quienes me han impulsado a seguir adelante incluso en los momentos más difíciles.

NOTACIÓN

Acrónimos

AC	Corriente Alterna
DC	Corriente Directa
η	Eficiencia
PWM	Pulse Width Modulation
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation
ON	Encendido
OFF	Apagado
ZVS	Zero Voltage Switching
ZCS	Zero Current Switching
HF	Alta Frecuencia
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor
LCL	Filtro Inductor–Capacitor–Inductor
EMI	Electromagnetic Interference
ESR	Equivalent Series Resistance
DSP	Digital Signal Processor
ADC	Analog-to-Digital Converter
CLL	Capacitor–Inductor–Inductor
LLC	Inductor–Inductor–Capacitor
RMS	Root Mean Square
THD	Total Harmonic Distortion
GA	Algoritmo Genético
f_{sw}	Frecuencia de conmutación
f_0	Frecuencia de resonancia
SMAW	Shielded Metal Arc Welding
GMAW	Gas Metal Arc Welding
TIG	Tungsten Inert Gas
MCU	Microcontrolador
PM	Power Module / Módulo de Potencia
TB	Terminal Block / Barra de Terminales

RESUMEN

El presente trabajo aborda el estudio, diseño e implementación de un inversor resonante aplicado a procesos de soldadura por arco eléctrico. Se analizan las principales topologías de inversores resonantes utilizadas en esta aplicación, con especial énfasis en los circuitos de conmutación suave como los CLL y LLC, los cuales permiten reducir las pérdidas energéticas y mejorar la eficiencia del sistema.

Se desarrolló un diseño integral que incluye la selección de parámetros del tanque resonante, el diseño del transformador de alta frecuencia, la construcción del inductor externo usando el método del toroide equivalente, así como la implementación de técnicas de modulación con control de fase. Se realizaron simulaciones en LTspice y pruebas experimentales sobre un prototipo, validando el comportamiento de las corrientes de salida bajo condiciones equivalentes a las de un proceso de soldadura.

El sistema implementado permite operar a frecuencias elevadas, lo que reduce el tamaño de los elementos electromagnéticos y el peso del equipo en comparación con las fuentes tradicionales. Además, mejora el factor de potencia, disminuye el contenido armónico y garantiza la estabilidad del arco eléctrico. Los resultados evidencian una eficiencia superior al 90 % y una respuesta dinámica adecuada para distintas técnicas de soldadura.

ABSTRACT

This thesis presents the study, design, and implementation of a resonant inverter applied to arc welding processes. The main resonant inverter topologies used in welding applications are analyzed, with particular emphasis on soft-switching circuits such as CLL and LLC, which reduce energy losses and improve system efficiency.

A comprehensive design process was developed, including the selection of resonant tank parameters, the design of the high-frequency transformer, the construction of the external inductor using the equivalent toroid method, and the implementation of phase-shift modulation techniques. Simulations in LTspice and experimental tests on a prototype were carried out to validate the behavior of the output currents under conditions equivalent to those of a welding process.

The implemented system operates at high frequencies, reducing the size of electromagnetic components and the overall weight of the equipment compared to traditional power sources. In addition, it improves the power factor, decreases harmonic content, and ensures the stability of the electric arc. The results demonstrate an efficiency exceeding 90 % and an optimal dynamic response for various welding techniques.

ÍNDICE GENERAL

Créditos institucionales	II
Agradecimientos	III
Créditos institucionales	IV
Resumen	V
Abstract	VI
1. Introducción	1
1.1. Objetivo general	2
1.2. Objetivos específicos	2
1.3. Planteamiento del problema	2
1.4. Justificación	2
1.5. Estado del arte	3
1.5.1. Revisión de topologías en fuentes de soldadura	4
1.5.2. Resumen del estudio	12
2. Marco Teórico	15
2.1. Electrodo revestido en soldadura SMAW	16
2.2. Resonancia eléctrica	17
2.3. Inversores	18
2.4. Tanques resonantes	19
2.5. Conmutación suave	20
2.5.1. Técnica de conmutación ZCS	21
2.5.2. Técnica de conmutación ZVS	21
2.5.3. Técnica de conmutación mixta	21
2.6. Control de la potencia de salida de los inversores resonantes	22
2.7. Transformadores de alta frecuencia	23
2.8. Rectificadores	24
2.9. Microcontrolador TMS320F28335	24
3. Diseño del convertidor resonante	26
3.1. Análisis del circuito resonante CLL	28
3.2. Método de aproximación	30
3.3. Simulación del convertidor resonante	36
3.3.1. Diagrama esquemático	36
3.3.2. Modulación	37
3.3.3. Generación de señales de control	39
3.3.4. Condicionamiento de las señales de conmutación	40
3.3.5. Resultados de simulación del módulo de potencia	40
3.4. Módulos entrelazados	42
3.4.1. Resultados de simulación de un módulo de potencia	45

3.4.2.	Resultados de simulación de un bloque trifásico	46
3.4.3.	Resultados de simulación con dos bloques trifásicos	47
3.4.4.	Resultados de simulación con tres bloques trifásicos	48
4.	Implementación del inversor resonante	50
4.1.	Diseño del transformador de alta frecuencia	51
4.1.1.	Selección del núcleo	51
4.1.2.	Selección del carrete	52
4.1.3.	Construcción y técnica de embobinado	52
4.2.	Inductor externo de resonancia	57
4.3.	Fundamentos del diseño: el método del toroide equivalente	57
4.3.1.	Características del material magnético N87	58
4.3.2.	Procedimiento de diseño del inductor	60
4.4.	Capacitor de resonancia	62
4.5.	Diseño del PCB	63
4.5.1.	Circuito digital	63
4.5.2.	Circuito de potencia	65
4.5.3.	PCB	67
5.	Resultados experimentales	71
5.1.	Un módulo de potencia	72
5.1.1.	Modulación de un PM	72
5.1.2.	Resultados experimentales: PM (baja potencia)	74
5.1.3.	Resultados experimentales: un PM (alta potencia)	77
5.2.	Dos módulos de potencia en paralelo y entrelazados	79
5.2.1.	Modulación de dos módulos entrelazados	79
5.2.2.	Resultados experimentales: dos PM entrelazados (baja potencia) .	80
5.2.3.	Resultados experimentales: dos PM entrelazados (alta potencia) .	81
5.3.	Resumen de resultados	83
6.	Conclusiones	85
6.1.	Trabajos futuros	87
6.2.	Productividad	87
	BIBLIOGRAFÍA	89
A.	Cronograma del proyecto	93
B.	Análisis por transformada rápida de Fourier de una onda cuadrada bi-	
	polar	94
	Análisis por transformada rápida de Fourier de una onda cuadrada bipolar	94
C.	Código de modulación en lenguaje C para 1 PM	96
D.	Código de modulación en lenguaje C para 2 PMs	99

ÍNDICE DE FIGURAS

1.1. Diagrama eléctrico de fuentes de soldadura tradicionales.	3
1.2. Diagrama esquemático de un SRC.	5
1.3. Circuito inversor resonante puente completo con convertidor de CD-CD. .	5
1.4. Diagrama esquemático del PMRTC.	6
1.5. Diagrama convertidor resonante LCC.	6
1.6. Inversor resonante CLL.	7
1.7. Módulo de fuente de alimentación de alto voltaje.	7
1.8. Topología implementada en [11].	8
1.9. Convertidor resonante $LC_s C_p$ implementado en [12].	8
1.10. Convertidor boost y puente resonante utilizado en [2], con filtro a la salida.	9
1.11. Inversor puente completo implementado en [13].	9
1.12. Diagrama de bloques de fuente de soldadura de múltiples salidas.	9
1.13. Inversor puente completo con alimentación trifásica implementada en [15].	10
1.14. Convertidor Vienna trifásico conectado a un inversor puente completo. .	11
1.15. Convertidor CD-CD, puente H completo implementado en [18].	11
2.1. Topologías de inversores.	19
2.2. Topologías de tanques resonantes.	20
2.3. Conmutación suave mediante técnica ZCS.	21
2.4. Conmutación suave mediante técnica ZVS.	21
2.5. Conmutación suave mediante técnica mixta (ZVS + ZCS).	22
3.1. Inversor resonante tipo CLL.	27
3.2. Tanque resonante $C_r L_r L_m$	28
3.3. V_{arc} por R_{arc}	28
3.4. Simplificación de bloque de rectificación y V_{arc}	29
3.5. Tanque resonante $L_r C_r$	29
3.6. Diagrama de flujo del método de aproximación empleado para el diseño del tanque resonante.	31
3.7. Comportamiento respecto a n	34
3.8. Comportamiento respecto a F_r	34
3.9. Comportamiento respecto a Z_r	35
3.10. Inversor resonante $C_r L_r L_m$	35
3.11. Diagrama inversor resonante CLL en LTspice.	37
3.12. Bloque PHASE SHIFT.	37
3.13. Modulación del bloque PHASE SHIFT.	38
3.14. Generación de PWM mediante la comparación V y V_x	39
3.15. Forma de onda cuadrada de CA V y su componente fundamental V_1 . . .	39
3.16. Comparador V_1 y V_x	39
3.17. Modulación de control para el inversor en puente H.	40
3.18. Voltaje de salida en el inversor.	41
3.19. Corriente en el tanque resonante.	41
3.20. Voltaje de salida del PM.	41

3.21. Corriente de salida del PM.	42
3.22. Potencia real de salida del PM.	42
3.23. Conexión en paralelo de tres PMs usando técnica de intercalado.	43
3.24. Representación vectorial del desfase de 3 PMS.	45
3.25. Representación vectorial del desfase de 6 PMS.	45
3.26. Representación vectorial del desfase de 9 PMS.	45
3.27. Corriente de salida de un PM.	46
3.28. FFT de la corriente de salida de un PM.	46
3.29. Corriente de salida de un bloque TB.	47
3.30. FFT de la corriente de salida en un bloque TB.	47
3.31. Corriente de salida con 2 bloques TB.	48
3.32. FFT de la corriente de salida con 2 bloques TB.	48
3.33. a) Corriente de salida con 3 bloques TB; b) Acercamiento a la corriente de salida de cada PM.	49
3.34. FFT de la corriente de salida con 3 bloques TB.	49
4.1. Devanado primario del transformador.	52
4.2. Devanado secundario del transformador.	53
4.3. Representación del transformador con devanado entrelazado.	53
4.4. Transformador de alta frecuencia construido (núcleo N97, carrete ETD54).	54
4.5. Pérdidas en el material N97 [40]	55
4.6. Distribución porcentual de pérdidas en el transformador.	56
4.7. Medición de la inductancia de dispersión	56
4.8. Comparación de núcleos.	57
4.9. Núcleo toroidal.	58
4.10. Permeabilidad del material N87 [42].	59
4.11. Curva B-H del material N87 [42].	60
4.12. Pérdidas específicas por unidad de volumen en el material N87 [42].	61
4.13. Distribución porcentual de pérdidas en el inductor $L_{r_{ext}}$	61
4.14. Inductor construido sobre núcleo EF25 con material N87.	62
4.15. Arreglo de capacitores para C_r	63
4.16. Buffer <i>SN74HCT541N</i>	63
4.17. Configuración ACPL-3120.	64
4.18. Configuración fuente <i>MGJ2D151505SC</i>	64
4.19. Circuito de disparo.	64
4.20. Configuración del inversor.	65
4.21. Configuración de tanque resonante CLL.	66
4.22. Puente rectificador.	66
4.23. Red snubber RC.	67
4.24. Esquemático del diseño de PCB.	68
4.25. Modelo del PCB en 2D.	70
4.26. Modelo del PCB en 3D.	70
4.27. Implementación física del PCB.	70
5.1. Modulación generada por el microcontrolador TMS320F28335.	73
5.2. Pulsos G-S de la rama 1 del inversor.	74
5.3. Prototipo experimental del módulo de potencia.	74
5.4. Voltaje y corriente del diodo antiparalelo de Q1 en condición ZVS.	75
5.5. Potencia disipada en Q1 bajo ZVS y HS.	75

5.6. Voltaje y corriente del diodo antiparalelo de Q3 en condición ZVS.	75
5.7. Potencia disipada en Q3 bajo ZVS y HS.	75
5.8. Voltaje de salida del inversor en configuración puente H.	76
5.9. Corriente que fluye en el tanque resonante del módulo de potencia (PM).	76
5.10. Voltaje y corriente del arco medidas a la salida del módulo de potencia (PM).	77
5.11. Configuración experimental para la evaluación de un PM con carga RL.	78
5.12. Formas de onda de I_{arco} y V_{arco} en un PM, con carga RL.	78
5.13. Formas de onda obtenidas en simulación para un PM bajo carga RL.	79
5.14. Modulaci3n de dos m3dulos de potencia entrelazados (desfasados 90°).	80
5.15. M3dulos entrelazados a baja potencia.	80
5.16. Voltaje de arco obtenida en la configuraci3n entrelazada.	81
5.17. Corrientes de salida de los m3dulos y corriente total resultante del entrelazado.	81
5.18. Configuraci3n entrelazado con carga RL.	82
5.19. Voltaje de arco V_{arco} bajo carga RL.	82
5.20. Corrientes individuales $I_{PM1,2}$ y corriente total de arco I_{arco} para dos PMs entrelazados con carga RL.	83
5.21. Formas de onda obtenidas en simulaci3n para dos PMs entrelazados bajo carga RL.	83

ÍNDICE DE TABLAS

1.1.	Resumen de inversores resonantes utilizados en soldadura por arco. . . .	13
1.2.	Resumen de otras topologías implementadas en soldadura por arco. . . .	14
2.1.	Rangos de corriente recomendados para electrodos en SMAW según su tipo y diámetro.	17
2.2.	Características generales del TMS320F28335	25
3.1.	Parámetros de diseño	32
3.2.	Parámetros a evaluar en $P(F_{Sw}, F_r, Z_r, n)$	33
3.3.	Diseño de MP obtenido.	36
3.4.	Características de la conexión TB aplicando la técnica de entrelazado. . .	44
4.1.	Comparativa de materiales para núcleos de alta frecuencia.	51
4.2.	Características del material N97 (TDK/EPCOS) [40].	51
4.3.	Características del carrete ETD54 y núcleo asociado [41].	52
4.4.	Características de los devanados del transformador.	54
4.5.	Pérdidas estimadas en el transformador.	56
4.6.	Características del material N87 (TDK/EPCOS)[42].	59
4.7.	Parámetros de diseño del inductor de resonancia externo.	60
4.8.	Pérdidas estimadas en el inductor.	61
4.9.	Características eléctricas del MOSFET <i>IRFP260B</i>	65
4.10.	Características eléctricas del diodo <i>C3D10060A</i>	66
4.11.	Parámetros parásitos del sistema.	67
4.12.	Parámetros de red snubber $CR_{snubber}$	67
4.13.	Grosor de pistas mínimo en el circuito de potencia	69
5.1.	Comparativa de potencia y eficiencia de los módulos de potencia.	77
5.2.	Resumen de resultados experimentales y de simulación para uno y dos módulos PM.	84

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

1.1. Objetivo general

Estudiar, diseñar e implementar un inversor resonante con aplicaciones a procesos de soldadura.

1.2. Objetivos específicos

- Estudiar y comprender las topologías de inversores resonantes aplicadas en soldadura.
- Elegir los parámetros de salida del inversor resonante.
- Estudiar y elegir el tanque resonante que sea más apropiado para los parámetros de salida elegidos.
- Diseñar e implementar un inversor resonante que sea capaz de utilizarse en soldadura.

1.3. Planteamiento del problema

En la actualidad, los procesos de soldadura eléctrica demandan fuentes de alimentación capaces de suministrar altas corrientes de forma eficiente, estable y con un impacto mínimo en la calidad de la red eléctrica. Las fuentes tradicionales, basadas en transformadores voluminosos, presentan desventajas importantes como su elevado peso, bajo factor de potencia y altos niveles de distorsión armónica total (THD), lo que limita su eficiencia energética y portabilidad.

Con el desarrollo de la electrónica de potencia, han surgido nuevas topologías de convertidores que mejoran el rendimiento de estas fuentes. Entre ellas, los inversores resonantes destacan por su capacidad de operar a alta frecuencia con conmutación suave, reduciendo las pérdidas y mejorando la eficiencia energética. Sin embargo, su aplicación en soldadura eléctrica aún enfrenta retos significativos en cuanto al diseño, selección de componentes y estrategias de control, debido a la variabilidad de la carga y la naturaleza no lineal del arco eléctrico.

Ante esta problemática, se plantea la necesidad de realizar un estudio integral que permita seleccionar la topología adecuada de inversor resonante, definir sus parámetros de operación y validar su desempeño mediante simulaciones y pruebas experimentales. El objetivo es garantizar un funcionamiento óptimo en condiciones reales de soldadura, mejorando así la eficiencia, portabilidad y calidad del proceso.

1.4. Justificación

El desarrollo de fuentes de alimentación para soldadura basadas en inversores resonantes representa una contribución significativa al avance tecnológico en este campo. Estas topologías ofrecen ventajas sustanciales frente a las soluciones tradicionales, como una mayor eficiencia energética, menor tamaño, reducción de interferencias electromagnéticas

y la posibilidad de implementar técnicas avanzadas de control de potencia.

En particular, los inversores resonantes tipo CLL, que incorporan a su salida del inversor un arreglo de capacitores e inductores conectados en serie o en paralelo, destacan por su capacidad de adaptarse a condiciones de carga variables, propias de los procesos de soldadura por arco. Además, permiten operar con técnicas de conmutación suave como ZVS (Zero Voltage Switching) o ZCS (Zero Current Switching), lo que reduce las pérdidas de energía y prolonga la vida útil de los componentes electrónicos. Su operación a alta frecuencia también posibilita el uso de transformadores más compactos y ligeros, mejorando así la portabilidad del equipo.

La elección de un inversor resonante tipo CLL, junto con la implementación de la tecnología de entrelazado, responde a criterios de eficiencia, robustez y adaptabilidad, con el objetivo de optimizar la calidad del proceso de soldadura, extender la vida útil del equipo y reducir el consumo energético, ofreciendo así una solución que responde a las exigencias actuales de la industria.

1.5. Estado del arte

El contenido de este capítulo se basa en el artículo publicado por los autores: L. A. Alonso Arellano, A. R. López Núñez, M. J. Villaseñor Aguilar, M. A. Juárez Balderas y M. Rico Secades, titulado “Estudios de los inversores con aplicaciones en fuentes de soldadura”, en la revista Pistas Educativas, vol. 46, núm. 149, pp. 265–283, 2025 [1]. Para esta tesis, dicho trabajo se amplía y adapta con una revisión más detallada de las principales topologías y tendencias en fuentes inversoras para soldadura por arco.

La soldadura es un proceso que une piezas metálicas mediante la fusión de sus bordes o la adición de material de relleno, resultando en una unión fuerte y duradera. En la soldadura por arco se utiliza una fuente de corriente eléctrica, estas fuentes tradicionales están compuestas por un transformador robusto, un puente de diodos y una bobina para reducir el rizado de la corriente del arco, como se muestra en la Figura 1.1. Estas fuentes tradicionales son pesadas y tienen un bajo factor de potencia (FP), alta distorsión armónica total (THD) y pueden inyectar armónicos en la red eléctrica [2].

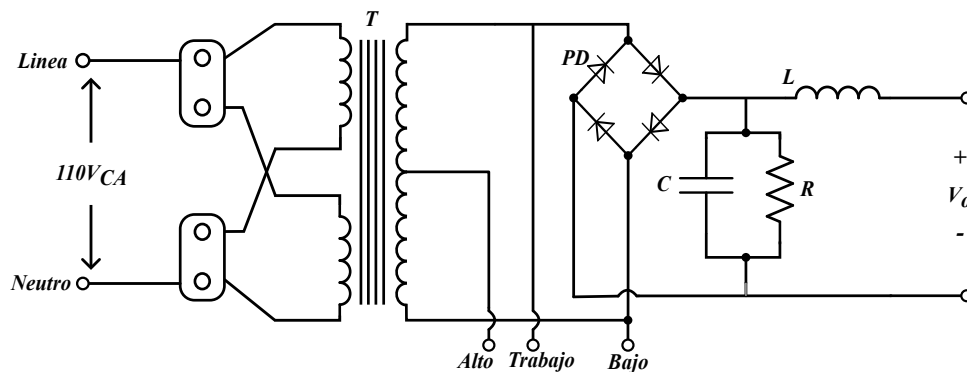


Figura 1.1. Diagrama eléctrico de fuentes de soldadura tradicionales.

El avance de la tecnología y la electrónica de potencia generó la implementación de

topologías de convertidores CD-CA (inversores) como fuentes de soldadura que disminuyen el tamaño y peso de las fuentes de soldadura convencionales, además de obtener una eficiencia mayor del 90 % [2]. Las fuentes inversoras ofrecen al usuario una mayor facilidad de manejo, ya que simplifican la iniciación y el mantenimiento del arco eléctrico [3]. Además de su versatilidad al permitir diferentes técnicas de soldadura como son la soldadura por arco con electrodo metálico revestido (SMAW por sus siglas en inglés), soldadura por gas inerte de metal (MIG por sus siglas en inglés) y soldadura de gas inerte con electrodo de tungsteno (TIG por sus siglas en inglés) [4].

Actualmente, estas fuentes de soldadura, conocidas como inversoras, son populares entre los usuarios debido a sus características superiores en comparación con las tradicionales. Ofrecen una mayor calidad de soldadura, facilidad para generar y mantener el arco eléctrico, y una mayor eficiencia eléctrica. La evolución de estas tecnologías ha permitido la integración de sistemas de control avanzados que optimizan el rendimiento y la seguridad durante el proceso de soldadura. Estos sistemas no solo mejoran la precisión y la calidad del trabajo, sino que también reducen el consumo energético y los costos operativos. Por lo tanto, el estudio y la innovación en las topologías de inversores continúan siendo áreas cruciales para el desarrollo de soluciones de soldadura más eficientes y sostenibles.

1.5.1. Revisión de topologías en fuentes de soldadura

En el apartado anterior se discutieron los sistemas tradicionalmente utilizados, los cuales están siendo reemplazados por sistemas avanzados que implementan tecnología del campo de la electrónica de potencia, como lo son los inversores. Esto representa una vasta zona de investigación, destacando especialmente la aplicación de inversores resonantes. Estos inversores resonantes consisten en la conexión en serie de un tanque resonante a la salida del inversor. Estos inversores tienen múltiples aplicaciones, incluyendo calentamiento por inducción, balastros de lámparas, equipos ultrasónicos, telecomunicaciones y fuentes de soldadura.

Esta última aplicación es la que se resalta en este artículo, ya que se han estudiado diversas topologías y configuraciones para mejorar la eficiencia y el rendimiento en el ámbito de la soldadura. Como es el caso mostrado en [5], cuyo objetivo es el uso de un algoritmo de control que permite una conmutación suave tanto en el encendido como en el apagado del inversor de las máquinas de soldadura por arco metálico de gas (GMAW por sus siglas en inglés) con convertidor de resonancia en serie (SRC por sus siglas en inglés). La topología del SRC elegida por este autor se presenta en la Figura 1.2, compuesta por un rectificador trifásico de entrada de 380 Vrms con una frecuencia de 50 Hz, seguido por un inversor puente completo. Luego, se encuentra un tanque resonante LLC en serie, seguido por un transformador de alta frecuencia y un rectificador puente completo, con un capacitor de filtrado al final.

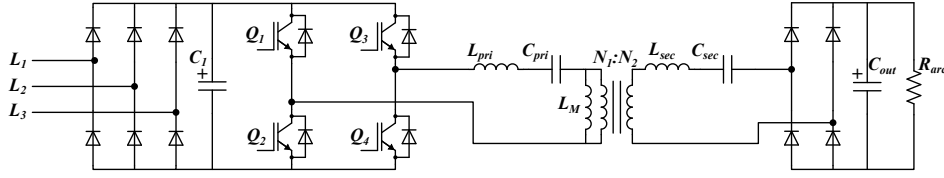


Figura 1.2. Diagrama esquemático de un SRC.

En [6] se aborda cómo mejorar el factor de potencia y gestionar el control del voltaje CD en sistemas de soldadura de arco que utilizan corriente pulsada. La corrección del factor de potencia es esencial para optimizar la eficiencia energética y reducir la interferencia electromagnética en el proceso de soldadura. Se exploran métodos tanto activos como pasivos para lograr una corrección efectiva del factor de potencia. En cuanto al control del voltaje CD, el documento destaca su importancia para mantener la estabilidad del arco y garantizar una soldadura de calidad. Se describen técnicas como la modulación por ancho de pulso (PWM) y el control adaptativo, que permiten ajustes precisos del voltaje para adaptarse a las condiciones cambiantes del proceso de soldadura.

Además, se abordan los límites operativos tanto del voltaje como de la corriente pulsada, subrayando la necesidad de mantener estos parámetros dentro de rangos específicos para asegurar resultados óptimos en el inversor resonante mostrado en la Figura 1.3.

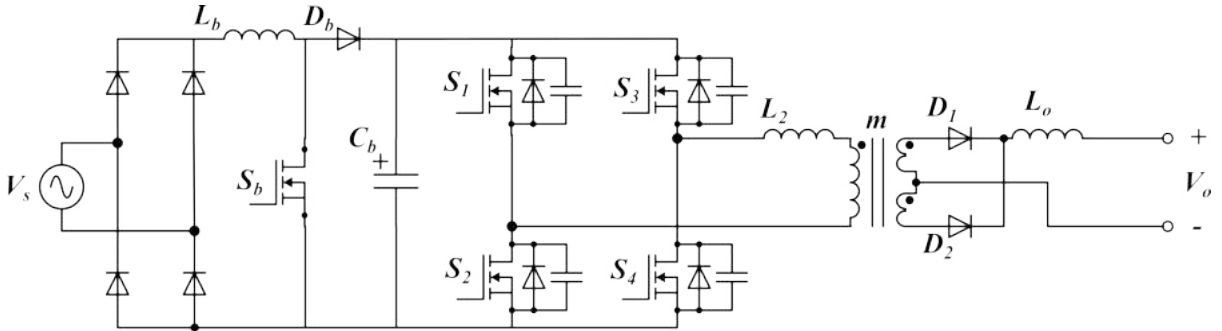


Figura 1.3. Circuito inversor resonante puente completo con convertidor de CD-CD.

En [7] se propone un convertidor de transición resonante modulado por fase, el cual se muestra en la Figura 1.4, PMRTC por sus siglas en inglés, utilizando MOSFETs de carburo de silicio SiC para aplicaciones de soldadura manual por arco metálico MMAW, operando a una potencia máxima de 1.3 kW.

La topología utiliza conmutación suave parcial sin necesidad de componentes adicionales, lo que aumenta la eficiencia y reduce el tamaño y costo del sistema. Usa la técnica de modulación por ancho de pulso con desplazamiento de fase, que permite regular la corriente y voltaje de la carga y minimizar las pérdidas de conmutación en los dispositivos semiconductores. En el artículo se señala que, en la longitud de los cables de salida, se presentan pérdidas de potencia originadas por la operación a altas frecuencias y la presencia de inductancias parásitas, lo que impacta de manera directa en las especificaciones del equipo de soldadura. Del mismo modo, se observa que un incremento en la frecuencia de conmutación contribuye a mejorar la estabilidad del arco al reducir el rizado de corriente.

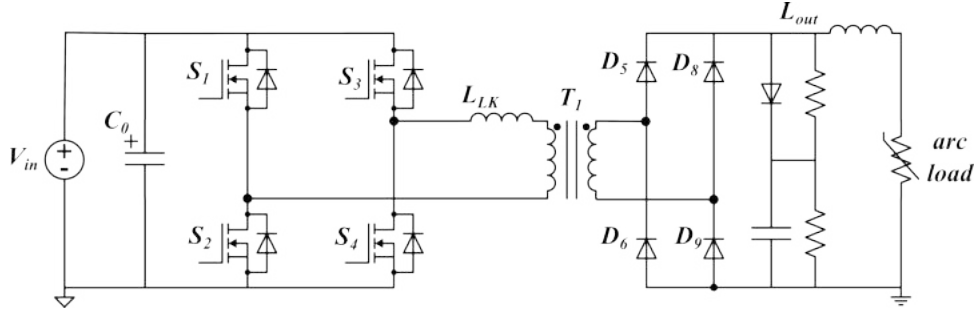


Figura 1.4. Diagrama esquemático del PMRTC.

En el trabajo mostrado en [8] se presenta un convertidor resonante LCC, ilustrado en la Figura 1.5, que emplea componentes de carburo de silicio (SiC) con el propósito de mejorar la eficiencia del sistema en aplicaciones de soldadura. Este convertidor se caracteriza por proporcionar un voltaje de circuito abierto (open circuit voltage, OCV) más alto que el voltaje promedio necesario para iniciar el arco eléctrico, típicamente en el rango de 50 a 100 V, aprovechando la ganancia armónica de la red resonante en condiciones sin carga. Una vez que el arco se ha iniciado, el voltaje tiende a disminuir hasta alcanzar su valor nominal.

Para reducir las pérdidas por conmutación, se implementan estrategias de conmutación suave, específicamente la modulación de cruce por cero de voltaje (ZVS). Además, este convertidor basado en SiC ofrece una capacidad inherente de limitación de corriente en cortocircuito, lo que simplifica el control y mejora la robustez del sistema. El diseño fue validado mediante simulación y experimentación en un modelo de 1 kW de potencia.

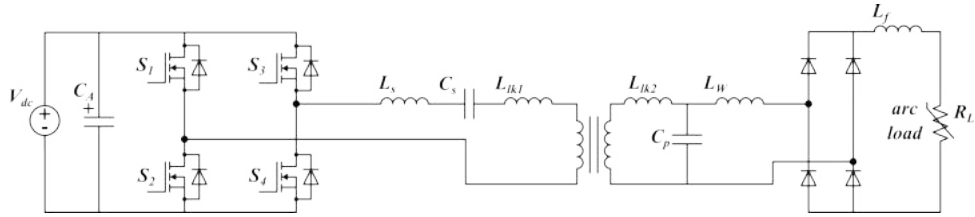


Figura 1.5. Diagrama convertidor resonante LCC.

En [9] los autores presentan una fuente de alimentación para soldadura por arco con gas metálico GMAW, el cual consta de tres inversores resonante LLC puente completo que se muestra en la Figura 1.6, los cuales están conectados en paralelo. Se tiene el objetivo de tener una alta potencia y que este permita reducir las pérdidas de energía, mejorar la eficiencia de conversión eléctrica y disminuir la interferencia electromagnética (EMI) durante el proceso de soldadura. Se realizaron pruebas de simulación de carga y pruebas de soldadura utilizando la fuente de alimentación propuesta, donde esta alcanzó una corriente de salida de 210 A, mantiene la forma estable del voltaje y la corriente necesarios, logrando la ignición completa del arco con una alta eficiencia de energía.

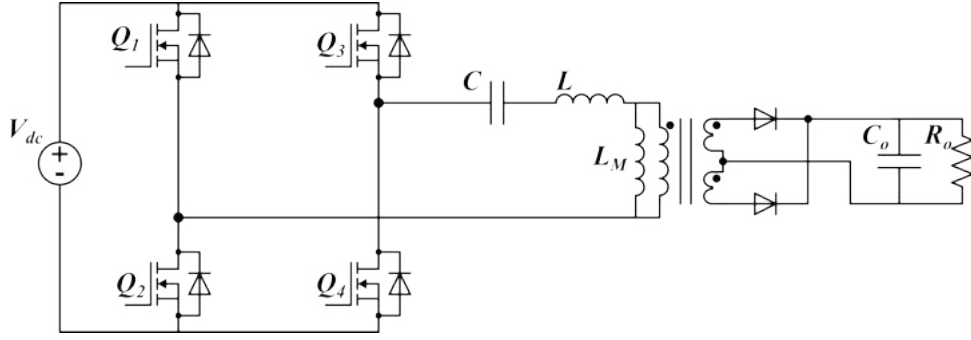


Figura 1.6. Inversor resonante CLL.

El artículo que se muestra en [10] propone el diseño de un módulo de fuente de alimentación de alto voltaje para aplicaciones de soldadura espacial, el cual se observa en la Figura 1.7, con una salida de 1 kV y 200 W a partir de una entrada de 100 V. Este diseño se enfoca en la mejora de la eficiencia del convertidor de alto voltaje mediante un circuito resonante en serie de puente completo con una técnica de modulación cambio de fase, buscando satisfacer las exigencias de las tecnologías aeroespaciales modernas. El artículo concluye que los sistemas de fuentes de alimentación de alto voltaje para el espacio están en una fase de desarrollo rápido. La topología del circuito, los componentes electrónicos y la protección de aislamiento son aspectos clave para el desarrollo futuro. El módulo de potencia propuesto cumple con los requisitos de flexibilidad, estabilidad y confiabilidad para aplicaciones de soldadura espacial y otras aplicaciones de alto voltaje en entornos aeroespaciales.

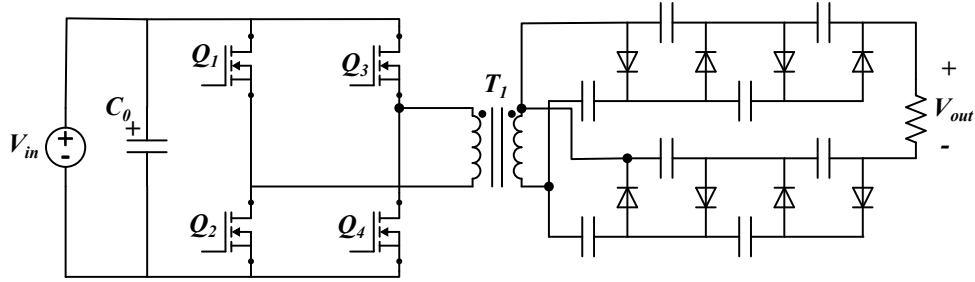


Figura 1.7. Módulo de fuente de alimentación de alto voltaje.

En [11] se presenta una revisión exhaustiva de los convertidores resonantes LLC, destacando sus ventajas, topologías comunes y aplicaciones industriales. En las que destacan los convertidores LLC resonante de medio puente, puente completo y el convertidor resonante de tres niveles. Y menciona las principales aplicaciones de estas en la industria. De acuerdo con el interés de este documento, se menciona que el inversor resonante LLC puente completo, como el que se muestra en la Figura 1.8, es el implementado como fuente de soldadura debido a que los voltajes y corrientes que deben soportar los interruptores son relativamente bajas, lo que hace a este tipo de convertidor adecuado para aplicaciones de potencia media y alta.

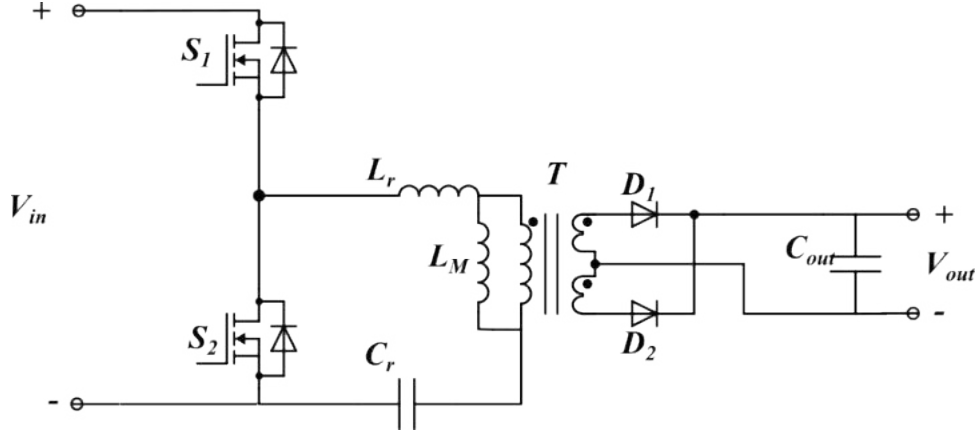


Figura 1.8. Topología implementada en [11].

De acuerdo con [12], se muestra la caracterización de un proceso de soldadura TIG realizado mediante una fuente de alimentación de soldadura por arco, capaz de proporcionar corriente directa o corriente pulsada. La fuente de alimentación de la Figura 1.9 se basa en convertidores resonantes LCC y un circuito de control basado en FPGA. Se probó con corriente continua y pulsada de hasta 1 kHz con diferentes anchos de pulso. La operación de la fuente de alimentación se comparó con la de una máquina de soldadura comercial. Los resultados muestran un mejor rendimiento de la fuente de alimentación propuesta comparada con la comercial, con mayor eficiencia, mejor factor de potencia y menor consumo de energía.

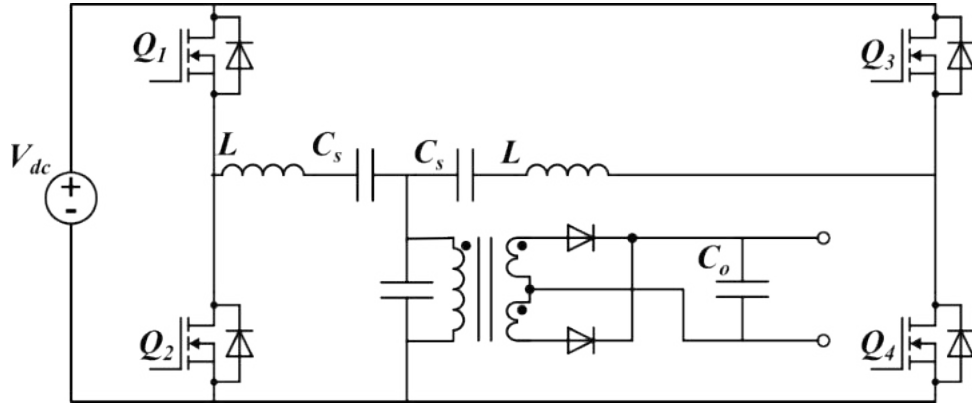


Figura 1.9. Convertidor resonante LC_sC_p implementado en [12].

Dentro de las fuentes de soldadura, se pueden encontrar algunas topologías en las cuales no se implementan tanques resonantes, como es el caso de [2] donde los autores realizaron un estudio en el que simulaban cuatro diferentes topologías como fuentes de soldadura: inversor medio puente y puente completo. Los autores aplicaron una modulación PWM y compararon mediante simulación el rendimiento a una baja frecuencia de 60 Hz y a una alta frecuencia de 20 kHz. En dichas simulaciones, se obtuvo una mayor eficiencia al operar los convertidores a alta frecuencia. Al comparar los resultados obtenidos por el inversor puente H completo, la simulación mostró una eficiencia del sistema del 60 % a baja frecuencia y del 92 % a alta frecuencia. Además, el factor de potencia fue de 0.6 a baja frecuencia y de 0.9 a alta frecuencia y una menor THD a alta frecuencia, obteniendo mejores resultados de eficiencia del convertidor puente completo, con convertidor boost que se ilustra en la Figura 1.10.

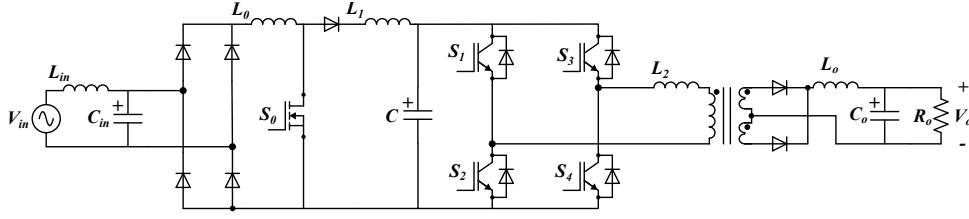


Figura 1.10. Convertidor boost y puente resonante utilizado en [2], con filtro a la salida.

En el trabajo mostrado en [13], se implementa una estrategia para el transformador de aislamiento de alta frecuencia presente en la topología de un inversor, esta topología se observa en la Figura 1.11, con un convertidor boost conectado en la entrada, cumpliendo la función de corrector de potencia y fuente de voltaje. Dado que este sistema opera a alta frecuencia, el transformador es propenso a la saturación debido a las asimetrías del circuito. Por ello, los autores proponen la aplicación de un circuito digital integral que controle el sesgo de corriente continua a la salida del sistema, evitando así que el transformador llegue a la saturación.

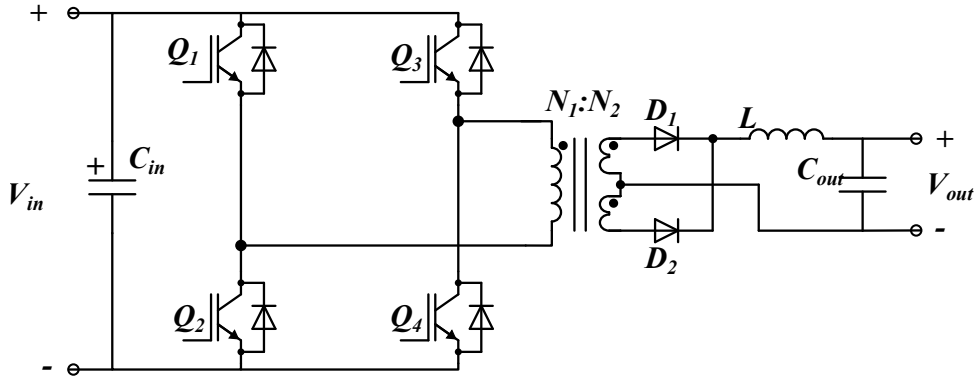


Figura 1.11. Inversor puente completo implementado en [13].

Esta configuración ofrece una rápida respuesta a variaciones de carga y voltaje, y un límite inherente de corriente de cortocircuito, mejorando el rendimiento y la calidad de la soldadura. A su vez tiene una THD en su corriente de alimentación al convertidor tiene un THD de 5 % y un factor de potencia o por sus siglas en inglés FP, este cercano a la unidad. En [14] se presenta el diseño de una fuente de alimentación para soldadura con múltiples salidas, optimizada para aleaciones de aluminio. El prototipo consta de dos grupos de convertidores, cada uno con una unidad rectificadora trifásica, un convertidor de puente completo, un transformador de alta frecuencia, una unidad rectificadora y un convertidor chopper, el diagrama de bloques de esta topología mencionada se muestra en la Figura 1.12.

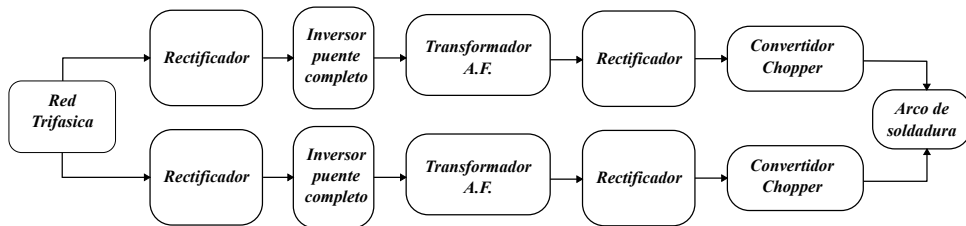


Figura 1.12. Diagrama de bloques de fuente de soldadura de múltiples salidas.

El sistema puede proporcionar doble corriente continua (CD) o corriente alterna (CA) única, adaptándose a distintos requisitos de soldadura. Los autores analizaron los principios de funcionamiento del convertidor, considerando la variación de la corriente de carga en el rendimiento del circuito. Se establecieron modelos de pequeña y gran señal para diseñar un algoritmo de control específico para la fuente de alimentación propuesta. En [15] realizan la comparativa entre las fuentes soldaduras tradicionales de transformador con salida de corriente alterna CA y las fuentes actuales de corriente directa, como es el caso del convertidor de la Figura 1.13, el cual está conformadas por un inversor de electrónica de potencia. Se estudian las pérdidas de energía en los rectificadores de salida y en los cables de conexión de entrada, así como las caídas de voltaje en rectificadores y resistencias del sistema, como los brazos de soldadura y los cables de entrada. Lo que da como resultado que las mayores pérdidas se producen en el rectificador de salida y en los cables de conexión de entrada. Las pérdidas en el rectificador de salida y en la línea son inevitables, pero las pérdidas y caídas de voltaje en los cables de entrada pueden minimizarse, especialmente durante la operación sincrónica de varias máquinas conectadas en paralelo.

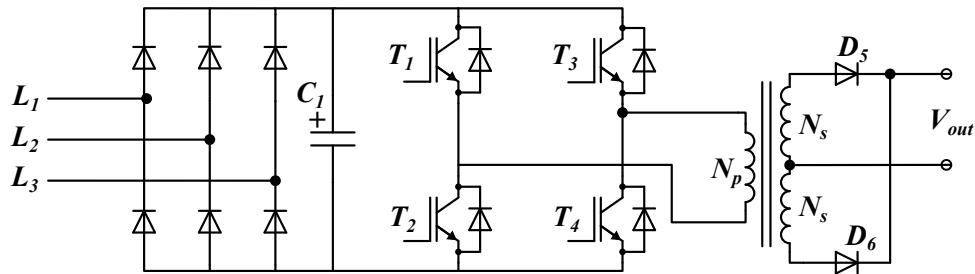


Figura 1.13. Inversor puente completo con alimentación trifásica implementada en [15].

La operación sincrónica de múltiples máquinas de soldadura afecta negativamente la calidad de las soldaduras debido a las pérdidas de energía y caídas de voltaje. El trabajo [16] implementa una topología de soldadura por resistencia puntual (RSW) con un inversor modulado por ancho de pulso (PWM) que alimenta un transformador. La topología consta de un inversor puente completo conectado a la salida al primario de un transformador de aislamiento y en el lado secundario, un rectificador de onda completa proporciona corriente directa de soldadura. El sistema es no lineal y variante en el tiempo debido a la histéresis magnética y la electrónica. Se presenta una nueva metodología para calcular las corrientes de soldadura y primarias de manera analítica, utilizando circuitos equivalentes. Los resultados de las simulaciones numéricas realizadas en Simulink confirman la validez de estas expresiones, lo que permite optimizar el diseño del sistema de soldadura.

En [17] se aborda el desarrollo e implementación de la solución más adecuada para la corrección del factor de potencia en un convertidor Vienna trifásico, que a su vez conecta un inversor y este sistema forma parte de una fuente de energía de soldadura, teniendo en cuenta la no linealidad del arco eléctrico. Esta topología se puede observar en la Figura 1.14.

Dado el crecimiento del mercado de la soldadura por arco y la consecuente contaminación armónica, se realizó la digitalización de un controlador de corriente auto-oscilante por cambio de fase (PSSOCC), previamente disponible solo en su versión analógica, para mejorar el control de la corriente de entrada en la red. A pesar de algunas imprecisiones

bajo condiciones de ruido, se concluye que este controlador tiene un gran potencial para ser implementado en futuras fuentes de soldadura multiproceso de 650 A, ofreciendo una solución eficiente y de alto rendimiento para reducir la contaminación armónica en sistemas de soldadura por arco.

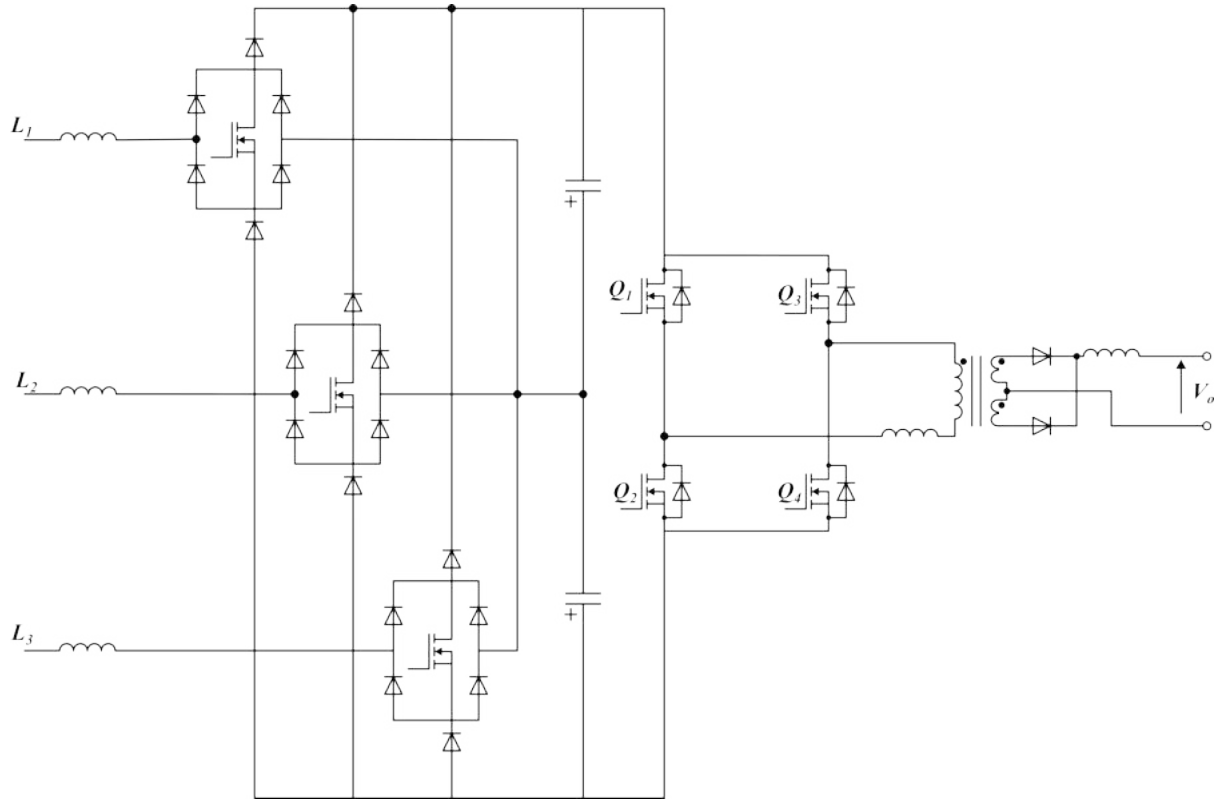


Figura 1.14. Convertidor Vienna trifásico conectado a un inversor puente completo.

En [18] se presenta el diseño de un convertidor CD-CD, el cual consta de un inversor puente completo de alta corriente y potencia, como el que es mostrado en la Figura 1.15, el cual se utiliza para alimentar cargas de soldadura ligeras y cumplir con tres objetivos principales: rendimiento de control deseado, alta eficiencia en toda la carga y una gestión térmica superior.

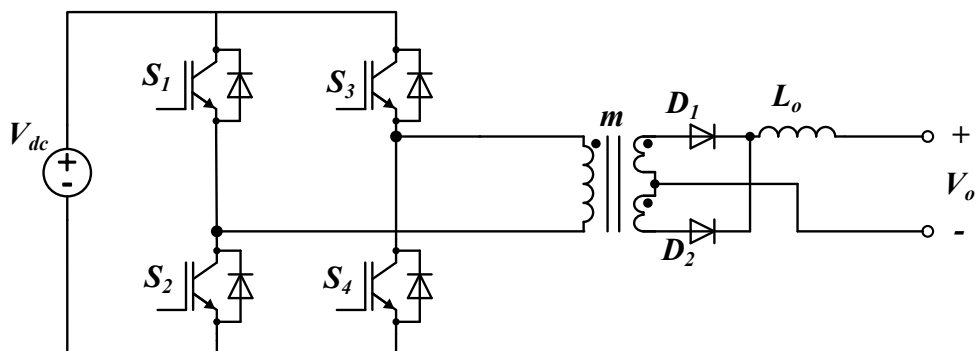


Figura 1.15. Convertidor CD-CD, puente H completo implementado en [18].

El artículo propone el uso de módulos convertidores conectados en paralelo abordando

problemas térmicos y de eficiencia. Al distribuir la pérdida de potencia entre varios módulos, se mejora la disipación de calor al aumentar el área superficial. Cada módulo está diseñado para operar de forma autónoma, lo que permite activar o desactivar módulos en función de la demanda de corriente, mejorando la eficiencia en cargas pequeñas. El diseño propuesto de módulos convertidores paralelos controlados por un solo controlador PWM ofrece una solución para alimentar cargas de soldadura de alta corriente y características variables, logrando una distribución óptima de las pérdidas de potencia y mejorando la eficiencia térmica y operativa. Para aplicaciones de corrientes mayores, es posible añadir más módulos, pero el control de estos sistemas se vuelve cada vez más robustos, por lo que puede ser requerido la implementación de un FPGA.

1.5.2. Resumen del estudio

Mediante el análisis de las diferentes topologías de inversores aplicadas a la soldadura por arco, se observa que la configuración más empleada es el inversor en puente H completo, debido a su capacidad para entregar mayores niveles de potencia y permitir un control más adecuado del proceso. En la Tabla 1.1 se presentan las principales características de los inversores resonantes utilizados en aplicaciones de soldadura, incorporando trabajos de distintas fechas para mostrar la evolución y tendencias de diseño en este tipo de convertidores.

Por otro lado, cuando se emplean inversores sin tanques resonantes, las características de operación varían de manera significativa, como se aprecia en la Tabla 1.2. Aun así, se mantiene la tendencia de utilizar el puente H completo como la topología dominante, tanto en aplicaciones resonantes como no resonantes, principalmente por su robustez y facilidad de control.

La revisión realizada confirma que la topología seleccionada para este proyecto, un inversor en puente H con tanque resonante tipo CLL, presenta una notable robustez frente a variaciones abruptas de carga, condición característica en los procesos de soldadura. Esta topología también ofrece la posibilidad de implementar modulación phase-shift, lo cual facilita la regulación de la corriente de salida y contribuye a mitigar el desfase entre voltaje y corriente.

Finalmente, se empleará una configuración entrelazada de convertidores, que permite incrementar la corriente disponible en el arco y reducir el rizado, favoreciendo una operación más estable y eficiente.

Tabla 1.1. Resumen de inversores resonantes utilizados en soldadura por arco.

Ref.	Inv.	Tanque	V_{ent}	Frec.	V_{sal}	I_{sal}	η
[19]	Puente H	CLL-S	320 VCD	50 kHz	25 VCD	100 A	—
[6]			230 VCA	100 kHz	15 VCD	300 A	—
[10]			100 VCD	50 kHz	1 kVCD	0.2 A	—
[5]			380 VCA	5-15 kHz	30 VCD	166 A	87 %
[20]			48 VCD	10-23 kHz	48 VCD	15 A	—
[21]			400 VCD	100 kHz	12 VCD	50 A	—
[9]			220 VCA	70- 250 kHz	29 VCD	70 A	91–95 %
[22]		CLL S-P	230 VCA	40 kHz	90 VCD	250 A	—
[23]			48 VCD	10 kHz	17 Vrms	15 Arms	—
[8]		LC-P	200 VCD	100 kHz	16.6 VCD	60 A	94 %
[7]		LC-SP	325 VCD	100- 150 kHz	15-25 VCD	60 A	92–96 %
[24]		LCC-SP	220 VCA	100 kHz	50 VCD	25 A	90 %
[3]	Bifásico	LCC-SP	220 VCA	125 kHz	40 VCD	300 A	90–94 %

Tabla 1.2. Resumen de otras topologías implementadas en soldadura por arco.

Ref.	Inv.	V_{ent}	Frec.	V_{sal}	I_{sal}	η
[25]	Puente H	310 VCD	25 kHz	24– 28 VCA	160 Arms	—
[2]		320 VCD	10 kHz	10 VCD	50 A	—
[13]		537 VCD	30 kHz	50 VCD	150 A	—
[26]		270 VCD	50 kHz	50 VCD	125 A	—
[14]		540 VCD	50 kHz	60 VCD	50– 250 A	—
[15]		400 VCA	1 kHz	12-15 VCD	300 A	—
[16]		530 VCD	1 kHz	8.9 VCD	100 A	—
[17]		560 VCD	20 kHz	28.2 VCD	84 A	91.4 %
[18]		560 VCD	40 kHz	24.5 VCD	114 A	87-91 %
[27]	Puente H / Push-pull	155 VCD	20 kHz	40 VCA	100 A	—
[28]	Medio puente	230 VCA	40 kHz	26-42 VCD	160 A	—

CAPÍTULO 2.

MARCO TEÓRICO

En la industria, la soldadura eléctrica abarca diversos procesos diseñados para cumplir requerimientos específicos, que dependen del tipo de material, espesor, resistencia mecánica y condiciones de servicio de la unión. La selección del método adecuado es fundamental para garantizar la calidad, durabilidad y seguridad de la estructura final. Existen diversos métodos de soldaduras, las más comunes se describen a continuación.

- Soldadura por Arco Eléctrico (SMAW): También conocida como soldadura manual de metal con electrodo revestido, es uno de los métodos más comunes. Se utiliza un electrodo recubierto que produce un arco eléctrico entre el electrodo y la pieza de trabajo, fundiendo ambos materiales.
- Soldadura MIG/MAG (GMAW): Este método implica la utilización de un gas de protección y un electrodo continuo alimentado desde una bobina. Es eficaz para la soldadura de metales como el acero, el aluminio y el acero inoxidable en aplicaciones industriales.
- Soldadura TIG (GTAW): Conocida como soldadura de tungsteno inerte gas, esto debido a que utiliza un electrodo de tungsteno no consumible y un gas inerte para proteger el área de soldadura. Es especialmente adecuada para soldar metales no ferrosos y aceros inoxidables [29].
- Soldadura por resistencia: Este método utiliza la resistencia eléctrica generada entre las piezas de trabajo para fundirlas y unir las. Incluye la soldadura por puntos y la soldadura por costura, comúnmente utilizada en la industria automotriz y de fabricación de electrodomésticos.
- Soldadura por haz de electrones: En este proceso, un haz de electrones se dirige a alta velocidad hacia la superficie de las piezas a unir, generando calor por fricción y fusión. Es utilizado en aplicaciones de alta precisión, como la fabricación de componentes electrónicos y aeroespaciales.
- Soldadura por ultrasonido: Se utiliza vibración ultrasónica para generar calor y fusionar las piezas de trabajo. Es común en la industria de plásticos y en la unión de metales no ferrosos de bajo punto de fusión [24], [30].

La evolución y la diversidad de estas técnicas de soldadura demandaban nuevas tecnologías en las fuentes de soldadura, que ofrecieran un tamaño más compacto y un mayor rendimiento. En respuesta a esta necesidad, se implementaron tecnologías de inversores resonantes, que utilizan el principio de resonancia, la cual es definida en la sección 2.2.

2.1. Electrodo revestido en soldadura SMAW

La soldadura por arco manual con electrodo revestido, es uno de los procesos más utilizados en la industria debido a su versatilidad, simplicidad y bajo costo. Este proceso utiliza una fuente de corriente constante (CC) y un electrodo consumible recubierto de fundente que, al fundirse, genera una atmósfera protectora y un cordón de soldadura.

Los electrodos utilizados varían según el tipo de recubrimiento, propiedades mecánicas y condiciones de operación. Entre los más comunes para acero al carbón se encuentran

los tipos E6013, E6011, E6010 y E7018. Cada uno tiene características específicas de penetración, facilidad de uso, posición de soldadura y requerimientos de corriente eléctrica.

De acuerdo con el fabricante INDURA®, la corriente necesaria para fundir estos electrodos depende del tipo y del diámetro del mismo. La Tabla 2.1 muestra los rangos de corriente recomendados para cada electrodo y diámetro, utilizados bajo el proceso SMAW para aplicaciones en acero al carbón [31].

Tabla 2.1. Rangos de corriente recomendados para electrodos en SMAW según su tipo y diámetro.

Electrodo	Diámetro (mm)	Amperaje Mínimo	Amperaje Máximo
6010	2.4	60	90
	3.2	80	110
	4.0	110	160
	4.8	150	200
6011	2.4	50	90
	3.2	80	110
	4.0	120	160
	4.8	160	220
6013	2.4	40	90
	3.2	70	120
	4.0	120	190
	4.8	160	240
7018	2.4	60	110
	3.2	100	160
	4.0	130	210
	4.8	190	280

2.2. Resonancia eléctrica

La resonancia eléctrica se puede definir como un fenómeno que existe en los circuitos eléctricos, la cual consiste en una excitación en determinada frecuencia (frecuencia de resonancia), provocando que las impedancias del circuito se aproximen a cero o tiendan a infinito. Los circuitos resonantes se conforman por un arreglo de inductores y capacitores, existen dos tipos de circuitos resonantes, dependiendo de su topología los circuitos resonantes en paralelo y en serie. A la frecuencia de resonancia, los circuitos resonantes en configuración paralelo tienden a una impedancia infinita, mientras que en la configuración en serie su impedancia es cero.

Para un circuito resonante ideal RLC en serie, la condición de resonancia se cumple cuando la reactancia inductiva es igual a la reactancia capacitiva definida en (2.1).

$$X_L = X_C \quad \Rightarrow \quad \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}, \quad (2.1)$$

por lo que la frecuencia angular de resonancia ω_0 y la frecuencia de resonancia f_0 quedan

dadas por (2.2).

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (2.2)$$

Adicionalmente, el comportamiento de un circuito resonante puede caracterizarse mediante el *factor de calidad* Q , que relaciona la energía almacenada en los elementos reactivos con la energía disipada en la resistencia. Para el caso de un circuito RLC se define en (2.3).

$$Q = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (2.3)$$

donde R representa las pérdidas equivalentes del circuito. Un valor elevado de Q implica una mayor selectividad y una banda de paso más estrecha alrededor de la frecuencia de resonancia.

En la electrónica de potencia, la resonancia juega un papel importante, ya que se puede encontrar en convertidores de CD-CD, convertidores CD-CA o los convertidores CA-CD. La resonancia magnética en convertidores de potencia ocurre cuando la frecuencia de conmutación del circuito de potencia coincide con la frecuencia natural del circuito resonante del sistema [32]. Esto puede causar picos de corriente, sobrevoltajes y pérdidas adicionales en los componentes del circuito, lo que podría afectar negativamente la eficiencia y la confiabilidad del sistema.

Sin embargo, en la mayoría de los casos la resonancia magnética se aprovecha para mejorar el rendimiento y la eficiencia del sistema. En este caso la resonancia se implementa para mejorar la eficiencia de los convertidores CD-CA.

2.3. Inversores

Los inversores, también conocidos como convertidores CD-CA, son dispositivos electrónicos que convierten una señal de corriente continua en una señal de corriente alterna de frecuencia y magnitud determinadas. Según su configuración y método de control, pueden generar formas de onda cuadradas o cuasi-cuadradas, que posteriormente pueden ser filtradas para reducir su contenido armónico. En la Figura 2.1 se muestran las topologías básicas de inversores más comunes en electrónica de potencia, las cuales se describen a continuación.

- **Inversor push-pull:** incorpora un transformador cuya relación de transformación determina el voltaje de salida. Los interruptores de potencia deben soportar el doble del voltaje de entrada.
- **Inversor asimétrico:** produce una señal cuadrada de polaridad constante con una magnitud equivalente a la mitad de voltaje de alimentación.
- **Inversor medio puente:** cuenta con dos interruptores de potencia y dos capacitores conectados en paralelo a cada interruptor; su voltaje de salida es la mitad del voltaje de entrada.
- **Inversor puente completo:** conformado por cuatro interruptores de potencia, se emplea cuando se requiere la máxima potencia posible, ya que el voltaje de salida es igual al voltaje de alimentación [30], [32].

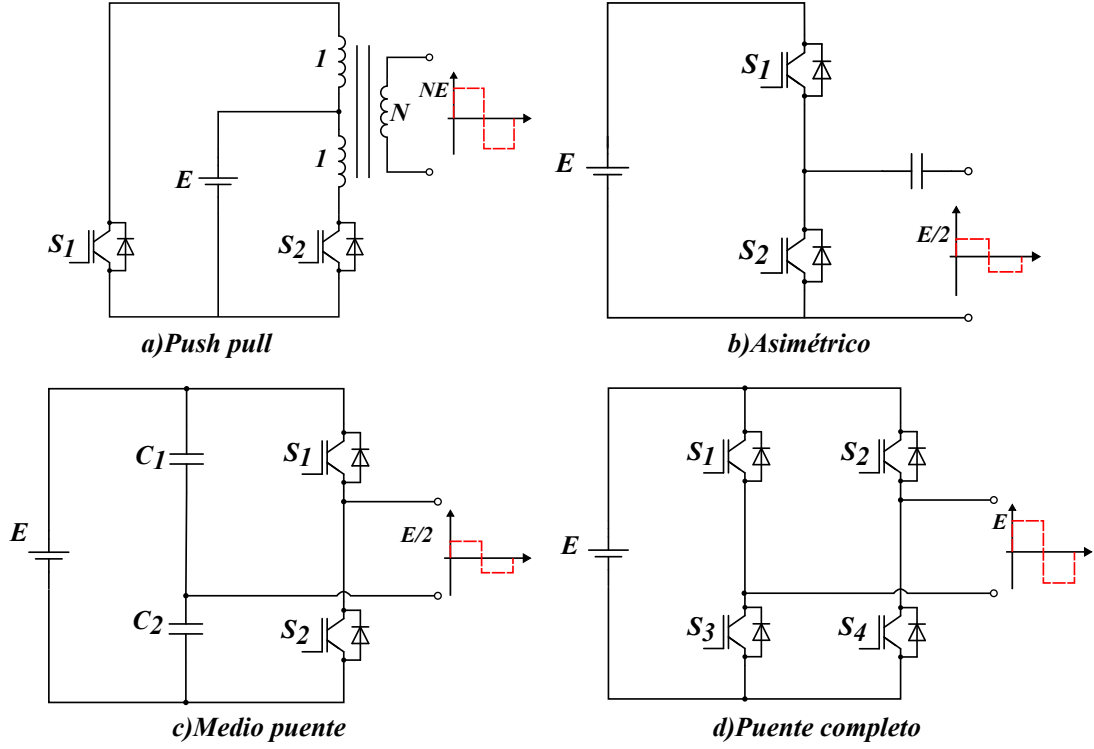


Figura 2.1. Topologías de inversores.

Estas configuraciones sirven como base para la implementación de *inversores resonantes*, que consisten en un inversor convencional conectado en serie con un tanque resonante (o filtro resonante). Este tanque, compuesto por elementos inductivos y capacitivos, permite suavizar la señal de salida, obteniendo una onda alterna con bajo contenido armónico y alta eficiencia.

Los inversores resonantes son ampliamente utilizados en aplicaciones industriales y de electrónica de potencia, tales como calentamiento por inducción, balastos para lámparas, equipos ultrasónicos, telecomunicaciones y fuentes de soldadura [11], [33].

2.4. Tanques resonantes

El circuito tanque resonante o también llamado tanque, está formado por la conexión en serie o en paralelo de capacitores e inductores. Los circuitos del tanque se encuentran conectados en serie con respecto a la salida del inversor, teniendo como función el filtrado de la señal cuadrada de voltaje resultante de estos y convirtiéndola a una señal con mayor similitud a una onda senoidal, de tal modo que se obtiene un bajo porcentaje de distorsión armónica.

En el caso más simple de un tanque LC serie ideal, la impedancia equivalente viene dada por (2.4)

$$Z_{LC,serie}(j\omega) = j\omega L + \frac{1}{j\omega C}, \quad (2.4)$$

de modo que, cuando la frecuencia de conmutación del inversor se aproxima a la frecuencia de resonancia f_0 definida en (2.2), la magnitud de la impedancia del tanque disminuye

y la corriente en el circuito se maximiza, lo que permite transferir potencia de forma eficiente hacia la carga.

Existen diversas topologías de tanques resonantes que varían según la disposición de sus componentes. En la configuración en paralelo, tienden a tener una impedancia infinita cuando están en resonancia, mientras que en la configuración en serie, su impedancia es cero [32], [33], [34].

Algunas topologías destacables de los tanques resonantes mostrados en la Figura 2.2, son la LC serie (S), LC paralelo (P), LCC serie-paralelo, LCLC serie-paralelo, entre otras [30]. Estas topologías se diferencian por el acomodo de los capacitores e inductores en el circuito. La mayor ventaja de los tanques resonantes es que permiten realizar la conmutación suave, paso de la corriente por cero (por sus siglas en inglés ZCS) y paso del voltaje por cero (por sus siglas en inglés ZVS).

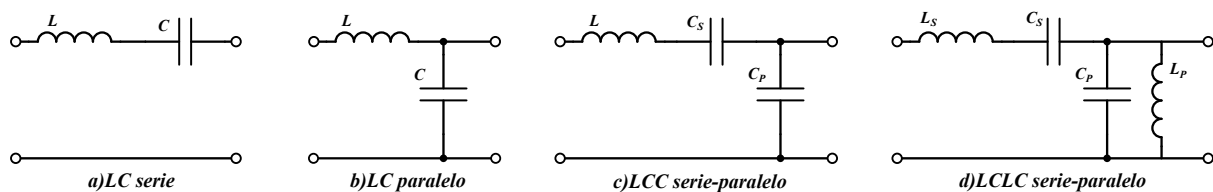


Figura 2.2. Topologías de tanques resonantes.

2.5. Conmutación suave

La implementación de convertidores de potencia ha adquirido gran relevancia en la industria. No obstante, estos dispositivos presentan desafíos como pérdidas de energía, ruido electromagnético y altos niveles de esfuerzo en sus componentes. Dichas limitaciones se manifiestan principalmente en la *conmutación dura*, donde los interruptores semiconductores cambian de estado bajo condiciones de elevado voltaje y corriente. Esta operación incrementa las pérdidas de conmutación, genera sobretiros de voltaje y somete a los dispositivos a un considerable estrés térmico y eléctrico.

Para mitigar estos problemas, se emplean técnicas de modulación que permiten implementar *conmutación suave*. En particular, el uso de inversores resonantes facilita este tipo de operación, lo cual incrementa la eficiencia en la conversión de energía, reduce los sobretiros de voltaje provocados por los cambios abruptos y prolonga la vida útil de los semiconductores, ya que trabajan con menor carga y menor calentamiento [34].

Es importante destacar que, debido a las altas frecuencias de operación, la conmutación dura ocasionaría pérdidas de conmutación significativas y una mayor potencia disipada en los interruptores. En contraste, las técnicas de conmutación suave permiten disminuir estas pérdidas y reducir los picos de potencia asociados [35]. Entre las más empleadas se encuentran las siguientes:

2.5.1. Técnica de conmutación ZCS

La técnica de *conmutación por cruce de corriente cero* (ZCS, *Zero Current Switching*) consiste en que la transición de apagado (*OFF*) de los interruptores de potencia ocurre cuando la corriente a través del dispositivo alcanza un valor nulo. Como se muestra en la Figura 2.3, esta condición reduce las pérdidas de conmutación y minimiza el estrés eléctrico y térmico en los componentes, de forma similar a la técnica ZVS.

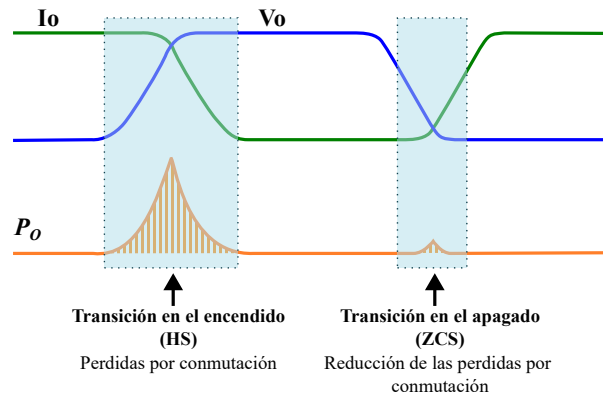


Figura 2.3. Conmutación suave mediante técnica ZCS.

2.5.2. Técnica de conmutación ZVS

La técnica de *conmutación por cruce de voltaje cero* (ZVS, *Zero Voltage Switching*), ilustrada en la Figura 2.4, consiste en la transición del encendido (*ON*) de los interruptores de potencia cuando el voltaje V_o sobre ellos cruza por cero. De este modo, se reducen los picos de potencia durante la transición y por ende, las pérdidas de conmutación [35].

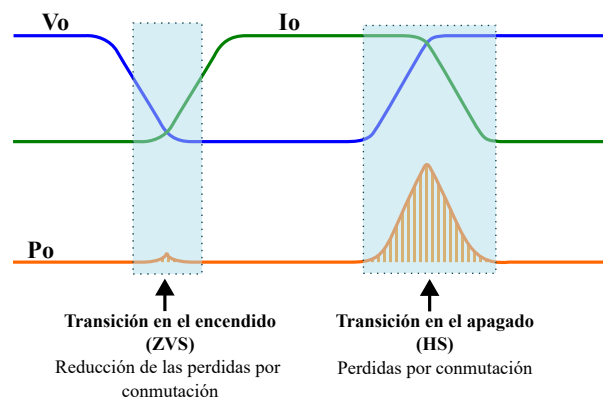


Figura 2.4. Conmutación suave mediante técnica ZVS.

2.5.3. Técnica de conmutación mixta

De acuerdo con [33], para valores reducidos del ciclo de trabajo en inversores puente completo se aplica ZVS a dos interruptores y ZCS a los restantes. Esta *técnica mixta* combina las ventajas de ambas estrategias, logrando menores pérdidas de conmutación y reducidos picos de potencia en los dispositivos, lo que incrementa la eficiencia global del sistema. La Figura 2.5 muestra su principio de operación.

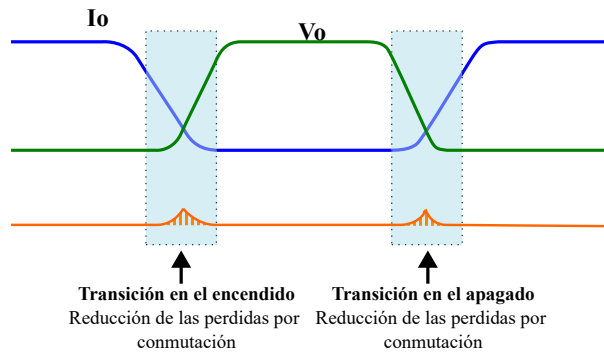


Figura 2.5. Conmutación suave mediante técnica mixta (ZVS + ZCS).

2.6. Control de la potencia de salida de los inversores resonantes

Los inversores resonantes son dispositivos esenciales en aplicaciones de electrónica de potencia que requieren una alta eficiencia y un rendimiento óptimo en la conversión de energía. Estos inversores operan en frecuencias resonantes, lo que les permite minimizar las pérdidas de conmutación y aumentar la eficiencia en comparación con los inversores convencionales. El control adecuado de estos inversores es crucial para garantizar un rendimiento óptimo y una operación confiable, existen diversas técnicas de control como las que se muestran a continuación.

- **Control de voltaje continua de entrada:** Se conoce que el voltaje de salida del inversor depende de la alimentación de entrada de estos. Para ello se controla proporcionalmente que el voltaje de alimentación sea constante, para mantener un voltaje de salida con la magnitud y frecuencia deseada. Este control implica la implementación de un convertidor CA-CD para el ajuste del voltaje de entrada si es el caso de una alimentación de CA. Si la respuesta dinámica es demasiado lenta, sería necesario agregar un convertidor CD-CD, por lo que hace que el rendimiento del sistema sea bajo.
- **Control por frecuencia de conmutación:** Este control permite variar la frecuencia de el voltaje de entrada al tanque resonante, por lo cual permite variar la potencia de salida del tanque resonante, de acuerdo con la variación con la frecuencia de resonancia. Este tipo de control requiere que los componentes reactivos, en especial inductores y transformadores, deben de estar diseñados para un rango de variación de las frecuencias.
- **Control de modulación de ancho de pulso (PWM):** En el control de PWM, la anchura de los pulsos de conmutación del inversor resonante se modula para controlar la potencia de salida. Este enfoque es ampliamente utilizado debido a su simplicidad y flexibilidad, y puede combinarse con otros métodos de control para mejorar el rendimiento del sistema.
- **Control de deslizamiento de fase:** El control de deslizamiento de fase implica ajustar la fase de la señal de conmutación del inversor resonante en relación con la frecuencia resonante del circuito. Este enfoque de control permite regular la salida de potencia

mediante el ajuste preciso de la fase de conmutación, lo que resulta en una mayor eficiencia y una respuesta dinámica rápida a cambios en la carga [33], [36].

2.7. Transformadores de alta frecuencia

Los transformadores de alta frecuencia son componentes fundamentales en una amplia gama de aplicaciones, desde la electrónica de potencia hasta las comunicaciones inalámbricas. En los inversores resonantes, su función principal es proporcionar aislamiento galvánico entre el lado de entrada y la carga, además de permitir la adaptación de niveles de voltaje mediante la relación de transformación.

El principio básico de operación se describe mediante la relación entre los voltajes del devanado primario y secundario definido por la Ecuación (2.5)

$$\frac{V_s}{V_p} = \frac{N_s}{N_p}, \quad (2.5)$$

donde N_p y N_s representan el número de espiras del primario y secundario, respectivamente.

A frecuencias elevadas f , el número de espiras requerido disminuye debido a la Ley de Faraday, que para un voltaje sinusoidal puede expresarse en la Ecuación (2.6).

$$N_p = \frac{V_p}{4,44 B_{\text{máx}} A_e f}, \quad (2.6)$$

donde $B_{\text{máx}}$ es la densidad máxima de flujo permitida y A_e el área efectiva del núcleo. Esta ecuación muestra que al aumentar la frecuencia se reduce el número de espiras necesarias, lo que permite transformadores más compactos.

El flujo magnético instantáneo en el núcleo está dado por la Ecuación (2.7)

$$\Phi(t) = \int v_p(t) dt, \quad (2.7)$$

y su valor máximo debe cumplir de acuerdo a la Ecuación 2.8

$$B_{\text{máx}} = \frac{\Phi_{\text{máx}}}{A_e} < B_{\text{sat}}, \quad (2.8)$$

para evitar la saturación del núcleo, condición crítica especialmente en operación resonante donde existen sobreoscilaciones de corriente.

Los transformadores de alta frecuencia utilizados en inversores resonantes presentan las siguientes características:

- **Núcleo de Ferrita o Polvo de Hierro:** debido a su alta permeabilidad y bajas pérdidas a frecuencias elevadas, minimizando pérdidas por histéresis y corrientes parásitas.
- **Bobinados de Alambre Fino o Litz:** empleados para reducir las pérdidas por efecto piel y proximidad, significativas a frecuencias típicas de 20–200 kHz.
- **Dimensiones reducidas:** gracias a la disminución del flujo requerido conforme aumenta la frecuencia (2.6).
- **Alta eficiencia:** debido a la reducción de pérdidas en el núcleo y en los bobinados [37].

Fenómenos que afectan la eficiencia

A pesar de sus beneficios, los transformadores de alta frecuencia pueden presentar diversas pérdidas y efectos parásitos:

- **Pérdidas en el núcleo:** se suelen modelar mediante la Ecuación (2.9 de Steinmetz

$$P_{\text{núcleo}} = k f^\alpha B_{\text{máx}}^\beta V_e, \quad (2.9)$$

donde k, α, β son constantes del material y V_e es el volumen del núcleo.

- **Pérdidas en los bobinados:** dominadas por el efecto piel, cuyo espesor está dado por la Ecuación 2.10

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}}, \quad (2.10)$$

siendo ρ la resistividad del conductor, μ la permeabilidad del medio y $\omega = 2\pi f$.

- **Acoplamiento imperfecto:** modelado mediante las inductancias de fuga $L_{\sigma p}$ y $L_{\sigma s}$, que afectan el perfil de resonancia del convertidor.
- **Resonancias parásitas:** producidas por la interacción entre la capacitancia interespiras C_p , las inductancias de dispersión y la frecuencia de conmutación del inversor, pudiendo generar sobrevoltajes o distorsión [38].

2.8. Rectificadores

Los rectificadores son dispositivos electrónicos los cuales son utilizados para convertir corriente alterna (CA) en corriente directa (CD). Esta conversión es esencial en una variedad de aplicaciones, desde fuentes de alimentación hasta sistemas de control de motores. Los rectificadores pueden clasificarse en diferentes tipos según su configuración y método de operación, cada uno con características distintivas que los hacen adecuados para diversas aplicaciones. La elección de los rectificadores dependerá de los elementos semiconductores de los que estén fabricados y la aplicación en la que se implemente, ya sea una aplicación de alta potencia y/o alta frecuencia el uso de rectificadores no adecuados podrían ser de importancia en la eficiencia del sistema. Los rectificadores de diodos convencionales pueden operar a frecuencias de red estándar (50-60 Hz), mientras que los rectificadores de estado sólido pueden funcionar a frecuencias mucho más altas, lo que los hace adecuados para aplicaciones de alta velocidad y frecuencia. Los rectificadores pueden adoptar diversas topologías, como rectificadores monofásicos, rectificadores trifásicos, rectificadores en puente, entre otros, cada uno con ventajas específicas de acuerdo con su aplicación [38].

2.9. Microcontrolador TMS320F28335

El **TMS320F28335** es un microcontrolador de alto rendimiento perteneciente a la familia C2000™ de Texas Instruments, diseñado específicamente para aplicaciones de control digital en tiempo real. Este dispositivo forma parte de la plataforma DSP **TMDS-CNCD28335**, ampliamente utilizada en aplicaciones industriales y de potencia, como

inversores, control de motores y fuentes conmutadas.

La Tabla 2.2 muestra un resumen de sus principales características técnicas, según lo especificado en su hoja de datos [39].

Tabla 2.2. Características generales del TMS320F28335

Característica	Descripción
Núcleo de procesamiento	Arquitectura de 32 bits <i>TMS320C28x</i> con unidad de coma flotante (FPU)
Frecuencia de operación	Hasta 150 MHz
Memoria	512 KB de memoria Flash interna y 68 KB de RAM
PWM	3 módulos ePWM con salidas complementarias, control de sincronización y generación de tiempos muertos
Convertidor A/D (ADC)	Resolución de 12 bits, hasta 16 canales simultáneos
Interfaces de comunicación	SPI, I2C, SCI (UART), CAN y múltiples GPIOs programables

La tarjeta de desarrollo TMDSCNCD28335 permite acceder a todos los pines del microcontrolador y es compatible con entornos de desarrollo como Code Composer Studio (CCS), facilitando su programación y depuración.

De acuerdo con la hoja de datos del fabricante [39], estas características lo hacen ideal para tareas de control digital de alta velocidad, donde se requiere precisión y procesamiento eficiente en tiempo real.

CAPÍTULO 3.

DISEÑO DEL CONVERTIDOR RESONANTE

Como se expuso con anterioridad, los inversores resonantes que emplean un tanque tipo CLL se encuentran entre las topologías más utilizadas en aplicaciones de soldadura por arco. Esto se debe a las múltiples ventajas que ofrecen, tales como una mayor eficiencia energética, reducción de interferencias electromagnéticas, mejor control de la potencia entregada y una respuesta más estable ante cargas dinámicas. Estas características permiten desarrollar sistemas más confiables, compactos y eficientes, adecuados para entornos industriales exigentes.

Como parte de los objetivos de este trabajo, se proyecta el desarrollo de un sistema de soldadura con una capacidad total aproximada de 2500 W. Para alcanzar dicha potencia se adopta una arquitectura modular basada en la técnica de entrelazado, en la cual tres módulos de potencia (Power Modules, PM) operan en paralelo. Cada módulo está diseñado para suministrar alrededor de 834 W, de manera que la operación conjunta de los tres permite incrementar la capacidad total, mejorar la distribución térmica y reducir tanto el rizado de corriente como el esfuerzo eléctrico sobre los dispositivos de conmutación. Esta estrategia modular proporciona una plataforma escalable y robusta, capaz de adaptarse a las variaciones rápidas de corriente propias del proceso de soldadura.

La estructura básica de cada módulo de potencia (PM) está formada por un inversor de puente completo, un tanque resonante tipo CLL, un transformador de aislamiento de alta frecuencia y un rectificador de onda completa. La salida del rectificador se conecta al electrodo, donde se sostiene el arco eléctrico durante el proceso de soldadura. Para el análisis del convertidor, este arco se modela como una fuente de voltaje equivalente V_{arco} , ya que en la zona de operación buscada su voltaje será relativamente estable o en corto circuito.

Trabajar con este modelo simplificado facilita el diseño del tanque resonante y de las etapas de potencia, evitando entrar en el comportamiento detallado y variable del arco, el cual no es necesario para el dimensionamiento inicial del sistema. La configuración general del inversor resonante se muestra en la Figura 3.1.

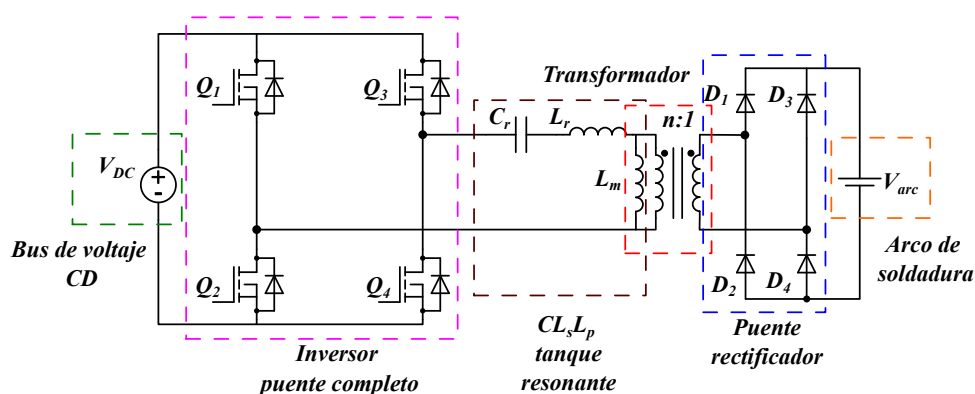


Figura 3.1. Inversor resonante tipo CLL.

En este capítulo se presenta el diseño del tanque resonante tipo CLL empleado en este proyecto. El método utilizado se basa en una aproximación práctica que permite seleccionar los valores de los elementos resonantes a partir de los parámetros eléctricos definidos, la potencia requerida y la frecuencia de operación del sistema. A partir de estos parámetros, se determinan las características eléctricas de cada componente del tanque,

la corriente máxima en el secundario del transformador y las posibles combinaciones de frecuencia de resonancia, relación de transformación e impedancia característica que permiten alcanzar las condiciones de operación deseadas.

3.1. Análisis del circuito resonante CLL

El convertidor resonante mostrado en la Figura 3.1, emplea un inversor en puente H conectado a un tanque resonante tipo CLL, puede modelarse mediante un circuito equivalente en corriente alterna. En este modelo, la salida del inversor, originalmente una señal de onda cuadrada, se representa como una fuente de voltaje senoidal. Esta aproximación se justifica mediante el análisis de la serie de Fourier (desarrollada en el Anexo B), donde se considera únicamente el primer armónico de dicha señal, denotado como V_{Sw1} y expresado matemáticamente en la Ecuación (3.1). Esta representación facilita el análisis del comportamiento resonante del circuito, siendo d_s el ciclo de trabajo de la señal cuadrada original.

$$V_{Sw1} = \frac{4V_{Sw}}{\pi\sqrt{2}} \left(\cos(1 - d_s) \frac{\pi}{2} \right) \quad (3.1)$$

La topología CL_sL_p implementada está formada por un capacitor resonante (C_r) y un inductor de resonancia (L_r) conectados en serie, además de la conexión del inductor magnetizante (L_m) del transformador de aislamiento en paralelo al devanado primario de este, el circuito se observa en la Figura 3.2.

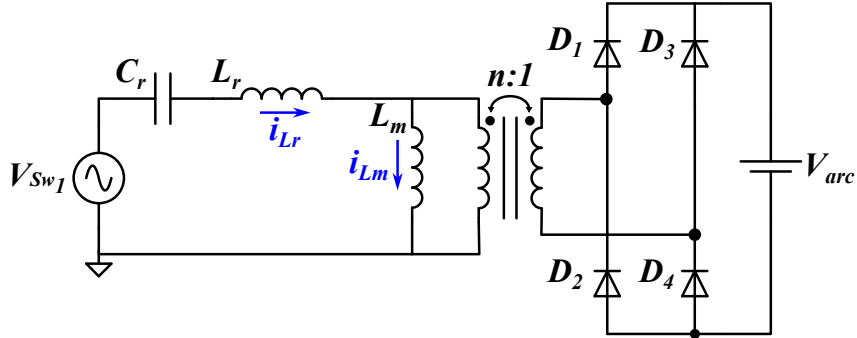


Figura 3.2. Tanque resonante $C_rL_rL_m$.

A partir del circuito anterior, este puede simplificarse ya que el bloque de rectificación y la fuente de arco eléctrico pueden ser sustituidos por una carga resistiva R_{arc} , como se ilustra en la Figura 3.3.

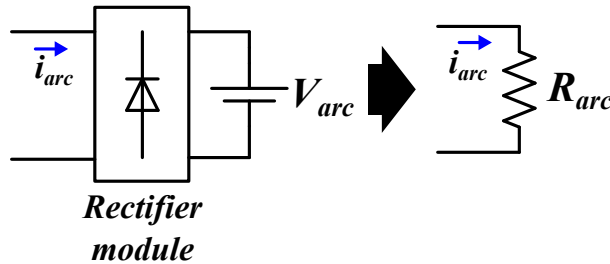


Figura 3.3. V_{arc} por R_{arc} .

Esta simplificación es representada matemáticamente mediante la Ecuación (3.2), donde el circuito resultante de esta reducción se puede observar en la Figura 3.4.

$$R_{arc} = \frac{8V_{arc}^2}{P_{med}\pi^2} \quad (3.2)$$

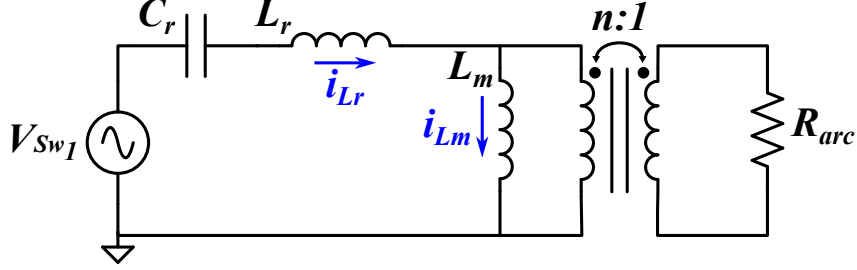


Figura 3.4. Simplificación de bloque de rectificación y V_{arc} .

De acuerdo al circuito de la Figura 3.4 el transformador de aislamiento puede ser de igual manera simplificado, respecto a su relación o índice de transformación n junto con la resistencia R_{arc} , esto se realizó por medio de una resistencia equivalente R_{eqv} , esta relación es mostrada en la Ecuación 3.3.

$$R_{eqv} = nR_L \quad (3.3)$$

Analizando el tanque resonante, se considera que la inductancia magnetizante es mucho mayor que la inductancia de resonancia y esto es expresado matemáticamente $L_m \gg L_r$, ya que la corriente que circula a través de L_m es relativamente baja en comparación con la corriente resonante i_{Lr} entre L_r y C_r , es decir $i_{Lr} \gg i_{Lm}$. Por lo tanto, durante la operación cercana a la frecuencia de resonancia, el comportamiento de L_m tiene poca influencia en el circuito. Esto permite simplificar el modelo del tanque resonante a un circuito $C_r L_r$ como el que se muestra en la Figura 3.5, sin perder precisión en el análisis. La contribución de L_m se puede considerar en la operación fuera de la resonancia, por lo tanto para el diseño del tanque principal, su efecto es despreciable.

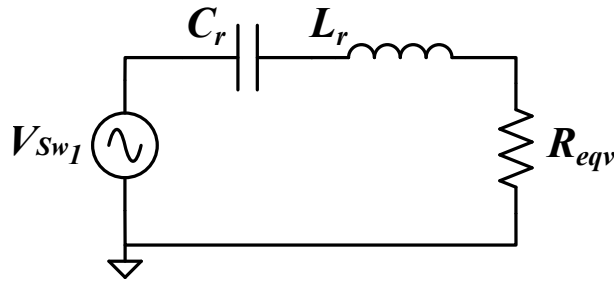


Figura 3.5. Tanque resonante $L_r C_r$.

La frecuencia de resonancia del tanque resonante se obtiene mediante la Ecuación 3.4.

$$F_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (3.4)$$

De la Ecuación 3.4, mediante un despeje matemático se obtiene las funciones para conocer el valor de los elementos C_r y L_r como se muestra en las Ecuaciones (3.5) y (3.6).

$$L_r = \frac{Z_r}{2\pi F_r} \quad (3.5)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi F_r Z_r} \quad (3.6)$$

Las ecuaciones de L_r y C_r , queda en función de F_r y de Z_r . Donde la impedancia característica Z_r esta definida por la Ecuación (3.7).

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (3.7)$$

Ya obtenido el circuito simplificado, se realizó el cálculo de la impedancia del circuito, donde se obtendrá la reactancia de C_r y L_r , las cuales están definidas por las Ecuaciones (3.8) y (3.9).

$$XC_r = \frac{1}{2\pi F_{Sw} C_r j} \quad (3.8)$$

$$XL_r = 2\pi F_{Sw} L_r j \quad (3.9)$$

Donde la impedancia equivalente Z_{eqv} del circuito de la Figura 3.5, es representada por la suma de las reactancia XC_r , XL_r y la resistencia equivalente R_{eqv} como se muestra en la Ecuación (3.10).

$$Z_{eqv} = XC_r + XL_r + R_{eqv} \quad (3.10)$$

Para obtener la potencia aparente S del circuito, se calcula mediante el valor de voltaje del primer armónico de la salida del inversor V_{Sw1} al cuadrado, entre la impedancia equivalente Z_{eqv} , el cual se describe matemáticamente por la Ecuación (3.11).

$$S = \frac{V_{Sw1}^2}{Z_{eqv}} \quad (3.11)$$

La potencia aparente S está conformada por dos componentes: la potencia activa P y la potencia reactiva Q . En términos matemáticos, la potencia aparente se representa como un número complejo compuesto por una parte real y una imaginaria, donde P corresponde al número real y Q al imaginario, tal como se describe en la Ecuación (3.12).

$$S = P + jQ \quad (3.12)$$

La potencia activa es el componente que se utilizará para diseñar el tanque en el apartado siguiente, mientras que la potencia reactiva proporciona una medida de qué tan cerca se encuentra la frecuencia de operación respecto a la frecuencia de resonancia. Cuanto más cercano a cero sea el valor de la potencia reactiva, más próxima estará la frecuencia de trabajo a la frecuencia de resonancia.

3.2. Método de aproximación

En el apartado anterior se presentó el análisis detallado del tanque resonante tipo CL_s . Con base en dicho análisis, en esta sección se describe el procedimiento utilizado para el diseño del circuito. Este proceso se desarrolló mediante un método de aproximación que permite evaluar diferentes combinaciones de parámetros hasta encontrar una solución que satisfaga simultáneamente la potencia objetivo y la frecuencia de conmutación establecida. El flujo general de este procedimiento se resume en la Figura 3.6.

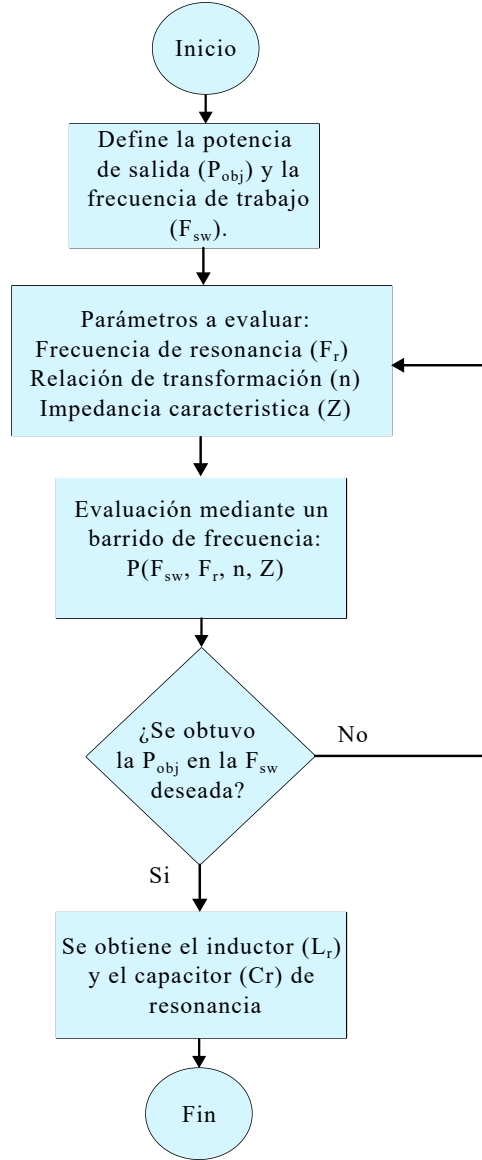


Figura 3.6. Diagrama de flujo del método de aproximación empleado para el diseño del tanque resonante.

El diagrama muestra la secuencia de pasos aplicada: primero se definen la potencia de salida requerida y la frecuencia de trabajo; posteriormente se seleccionan los parámetros a evaluar frecuencia de resonancia, relación de transformación e impedancia característica y se realiza un barrido de frecuencia para obtener la potencia entregada $P(F_{Sw}, F_r, n, Z_r)$. Con esta evaluación se determina si es posible alcanzar la potencia objetivo en la frecuencia de conmutación deseada. En caso afirmativo, se procede al cálculo de los elementos resonantes L_r y C_r ; de lo contrario, se ajustan los parámetros y se repite el proceso. Esta estructura permitió organizar el análisis y acotar de manera sistemática las combinaciones viables para el diseño.

El procedimiento inicia definiendo los parámetros requeridos para la operación del módulo, los cuales se muestran en la Tabla 3.1. En ella se incluyen el voltaje del bus de entrada (V_{bus}), el voltaje típico del arco en procesos SMAW, la frecuencia de conmutación objetivo y la potencia media que debe entregar el módulo. Estos valores constituyen la

base para el dimensionamiento del tanque resonante y establecen las condiciones con las que se evaluaron las posibles soluciones obtenidas mediante el método de aproximación.

Tabla 3.1. Parámetros de diseño

Variable	Parámetro	Características
V_{bus}	100 V	Voltaje del bus de entrada de CD
V_{arco}	25 V	Voltaje típico de arco en SMAW
$F_{Sw_{obj}}$	100 kHz	Frecuencia de conmutación objetivo
P_{med}	834 W	Potencia media requerida

La frecuencia de operación seleccionada para el inversor es de 100kHz, valor fundamentado tanto en el análisis del estado del arte como en los requerimientos eléctricos del proceso de soldadura. Estudios recientes establecen que operar en el rango de 80 a 150 kHz permite reducir el tamaño del transformador, mejorar la respuesta dinámica del arco y disminuir las pérdidas de conmutación gracias al régimen de conmutación suave (ZVS) característico de las topologías resonantes.

Con base en los parámetros definidos, se procede a determinar las características eléctricas de los elementos que conforman el tanque resonante, así como la corriente máxima disponible en la salida del convertidor, es decir, la corriente en el devanado secundario ($I_{sec_{max}}$). Esta magnitud se calcula mediante la Ecuación (3.13).

$$I_{sec_{max}} = \frac{P_{med}\pi}{2V_{arco}} \quad (3.13)$$

Con respecto al circuito de la Figura 3.5 y los parámetros de la Tabla 3.1 se calcula el voltaje RMS de entrada del tanque resonante, respecto a la aproximación al primer armónico, como se muestra en la Ecuación (3.14), esto considerando $d_s = 1$ con respecto a la Ecuación (3.1) y que la magnitud de V_{Sw} es igual a V_{bus} debido a que es un inversor puente completo.

$$V_{Sw_1} = \frac{4V_{Sw}}{\pi\sqrt{2}} \quad (3.14)$$

Para obtener la carga resistiva que permita tener entre sus terminales de salida de voltaje y la potencia de arco requerida, es necesario utilizar la Ecuación (3.2). Ya obtenida R_{arc} se obtendrá la resistencia equivalente R_{eqv} , esta depende de n es decir el índice de transformación, como se muestra en la Ecuación (3.15).

$$R_{eqv}(n) = nR_{arc} \quad (3.15)$$

Mientras tanto, los valores de C_r y L_r se calculan mediante los parámetros de frecuencia de resonancia y la impedancia Z_r de la Ecuación (3.7), como se muestra en las Ecuaciones (3.16) y (3.17).

$$C_r(F_r, Z_r) = \frac{1}{2\pi F_r Z_r} \quad (3.16)$$

$$L_r(F_r, Z_r) = \frac{Z_r}{2\pi F_r} \quad (3.17)$$

La reactancia entre el capacitor y el inductor está dada por el valor de la frecuencia de conmutación F_{Sw} , la frecuencia de resonancia F_r y la relación de la impedancia

característica Z_r .

$$XC_r(F_{Sw}, F_r, Z_r) = \frac{1}{2\pi F_{Sw} C_r(Z_r, F_r)j} \quad (3.18)$$

$$XL_r(F_{Sw}, F_r, Z_r) = 2\pi F_{Sw} L_r(Z_r, F_r)j \quad (3.19)$$

La impedancia total del circuito es representada mediante la Ecuación (3.20).

$$Z_{eqv}(F_{Sw}, F_r, Z_r, n) = XC_r(F_{Sw}, F_r, Z_r) + XL_r(F_{Sw}, F_r, Z_r) + R_{eqv}(n) \quad (3.20)$$

Considerando la potencia aparente S , de la Ecuación (3.21) se obtiene el valor de la potencia activa P representada anteriormente en (3.12), la cual es considerada como la potencia real de la potencia compleja S .

$$S(F_{Sw}, F_r, Z_r, n) = \frac{V_{Sw1}^2}{Z_{eqv}(F_{Sw}, F_r, Z_r, n)} \quad (3.21)$$

A partir de las ecuaciones dependientes previamente obtenidas, se identifican posibles combinaciones de parámetros que permiten alcanzar una frecuencia de resonancia (F_r) menor a la frecuencia de conmutación establecida (F_{Swobj}). Esta condición es necesaria, ya que se requiere que el tanque resonante opere en la región inductiva. Además, se buscan relaciones de transformación (n) e impedancias características (Z_r) que sean razonables y físicamente realizables, lo que permite definir posibles configuraciones viables para el diseño del sistema. En la Tabla 3.2 se presentan tres escenarios representativos con diferentes combinaciones de frecuencia de resonancia, relación de transformación e impedancia característica.

Tabla 3.2. Parámetros a evaluar en $P(F_{Sw}, F_r, Z_r, n)$.

Frecuencia de resonancia	Relación de transformación	Impedancia característica
$F_{r1}=60$ kHz	$n_1=3$	$Z_{r1}=4 \Omega$
$F_{r2}=70$ kHz	$n_2=3.6$	$Z_{r2}=5.23 \Omega$
$F_{r3}=80$ kHz	$n_3=4$	$Z_{r3}=6 \Omega$

Con base en los valores mostrados en la Tabla 3.2, se realizó una evaluación gráfica de la potencia entregada $P(F_{Sw}, F_r, Z_r, n)$ para cada caso, mediante un barrido de frecuencia en el rango de $30kHz$ a $130kHz$. En este análisis se consideró una frecuencia de conmutación objetivo F_{Sw} de 100 kHz. La Figura 3.7 muestra las curvas de la potencia correspondientes a los tres escenarios, en las cuales se observa que, a medida que aumenta la relación de transformación n , disminuye la magnitud de la potencia entregada.

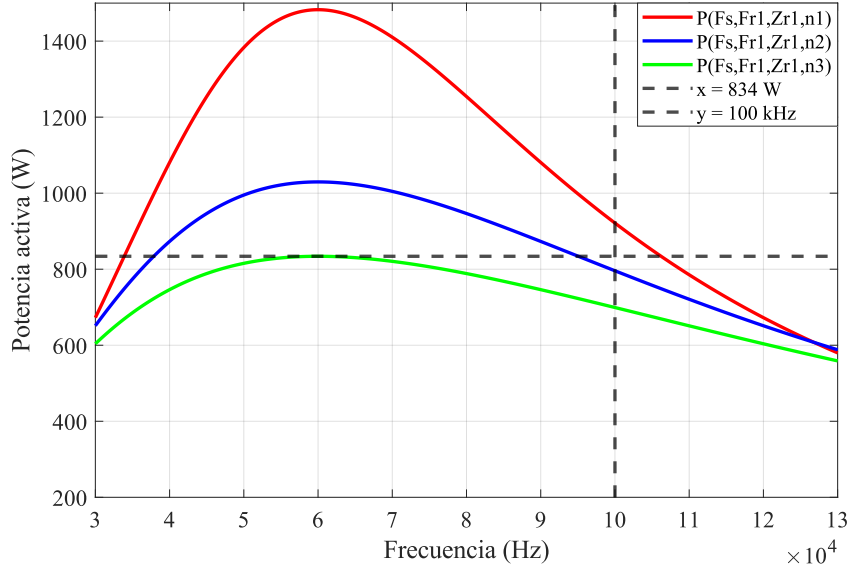


Figura 3.7. Comportamiento respecto a n .

En cada gráfico, una línea punteada indica la frecuencia de trabajo deseada de 100 kHz y otra marca la potencia objetivo de 834 W. Se puede notar que ninguna de las curvas interceptan este punto de referencia, lo que indica que las combinaciones evaluadas no satisfacen simultáneamente los requisitos de potencia y frecuencia deseados. Por lo tanto, estos casos no permiten alcanzar una solución de diseño adecuada. En el caso de la Figura 3.8 el comportamiento de las curvas sufren un deslizamiento debido a que cada una trabaja respecto a una frecuencia de resonancia diferente. En cambio, la potencia $P(F_{Sw}, F_{r1}, Z_{r1}, n_2)$ y $P(F_{Sw}, F_{r2}, Z_{r1}, n_2)$ representada por el trazo de color rojo y azul tienen una mayor aproximación a una posible solución.

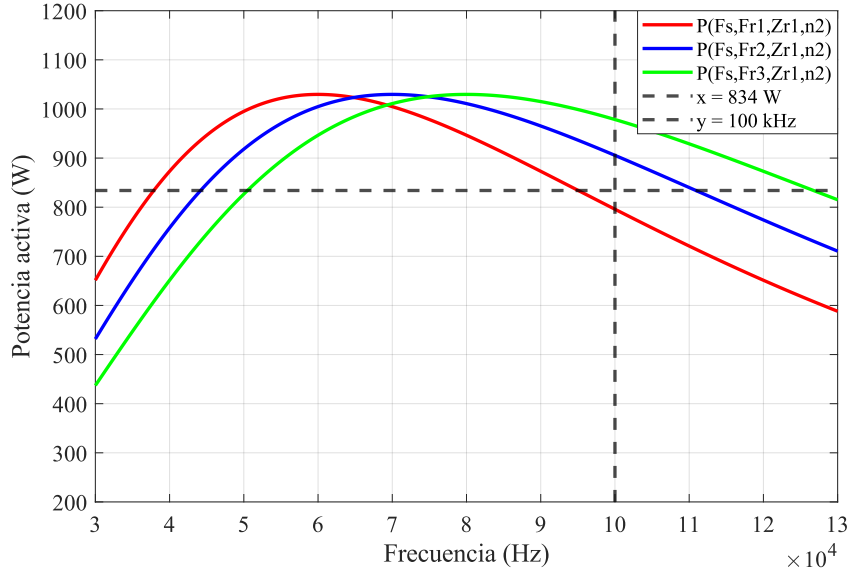


Figura 3.8. Comportamiento respecto a F_r .

Se considera $P(F_{Sw}, F_{r2}, Z_{r1}, n_2)$ debido que tiene una mayor aproximación al valor de la frecuencia $F_{Sw_{obj}}$, del cual se trazaron escenarios respecto a esta evaluación, para

observar el comportamiento cuando la impedancia característica Z_r cambia, esta representación se observa en la Figura 3.9

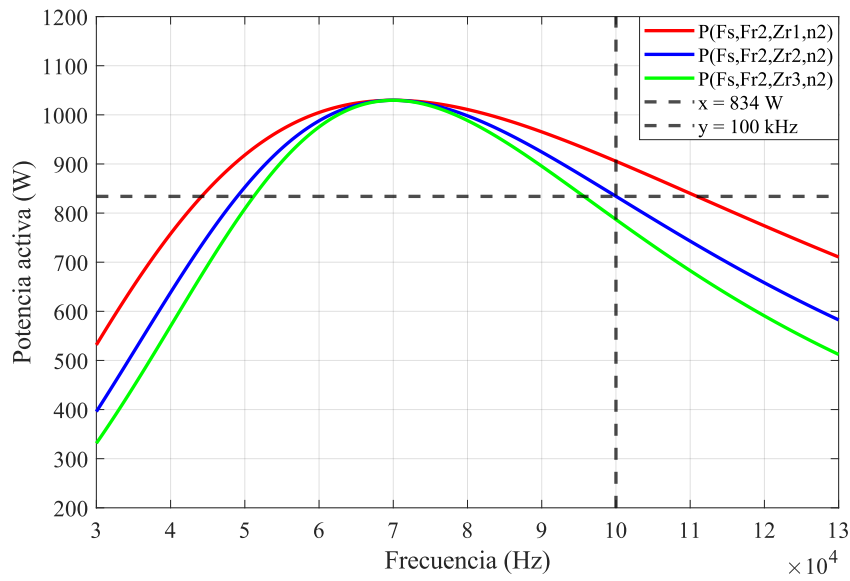


Figura 3.9. Comportamiento respecto a Z_r .

En la anterior Figura 3.9 se observa que $P(F_{Sw}, F_{r2}, Z_{r2}, n_2)$ es una posible solución, ya que converge en los valores objetivos punteados, así bien este es representado mediante una curva de color azul. Para su comprobación en la Figura 3.10 se representa una ampliación de la Figura 3.9, para comprobar la correcta intersección en el punto de interés, y posteriormente esto se verificó con el software Mathcad.

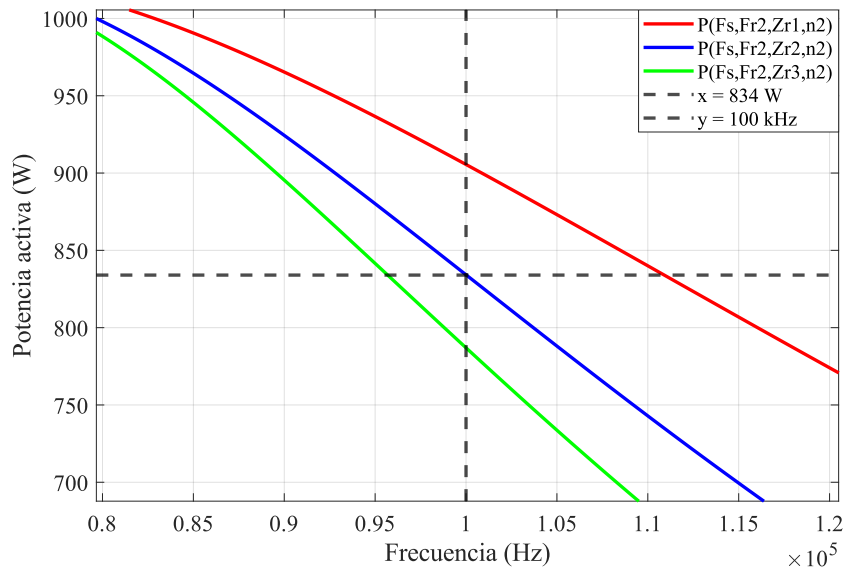


Figura 3.10. Inversor resonante $C_r L_r L_m$.

Por lo tanto, $P(F_{Sw}, F_{r2}, Z_{r2}, n_2)$ es una posible solución del diseño, en el cual al ser evaluado en cada ecuación se obtienen los parámetros del diseño objetivo y estos son plasmados en la Tabla 3.3.

Tabla 3.3. Diseño de MP obtenido.

Parámetro	Valor
Índice de transformación n	3.6
Capacitancia resonante C_r	434.7 nF
Inductancia resonante L_r	11.9 uH
Resistencia equivalente R_{eqv}	7.9 Ω
Frecuencia de resonancia F_r	70 kHz
Potencia activa P	834 W

Posteriormente para comprobar que estos parámetros de diseño sean correctos, se realizó la simulación del convertidor resonante.

3.3. Simulación del convertidor resonante

Anteriormente se realizó el diseño del convertidor resonante de una manera simplificada mediante un software matemático, sin embargo esto no justifica que sea un correcto diseño, es por ello que se realizó la comprobación del funcionamiento con los parámetros propuestos y los valores de los componentes eléctricos obtenidos y que se muestran en la Tabla 3.3. Para ello se implementó un circuito equivalente en el software de simulación LTspice.

3.3.1. Diagrama esquemático

El diagrama mostrado en la Figura 3.11 representa un convertidor resonante basado en un inversor de puente completo, el cual emplea un tanque resonante tipo serie-paralelo, así como un transformador de aislamiento de alta frecuencia y un puente de diodos rectificador. Este diseño es particularmente útil en aplicaciones de soldadura debido a su capacidad para entregar potencia regulada y adaptarse a cargas no lineales.

El circuito está alimentado por un voltaje de bus de corriente directa de 100 V. Es decir, a esta fuente está conectado un inversor puente completo, el cual está formado por cuatro transistores MOSFET, del tipo N ($U2$, $U3$, $U4$ y $U5$), los cuales son controlados por señales ($T1H$, $T1L$, $T2H$ y $T2L$), generados mediante un bloque de control que se analizará más adelante.

El tanque resonante está conformado por una inductancia en serie (L_r), un capacitor resonante (C_r), y el transformador acoplado. El cual consta de un acoplamiento magnético definido por la inductancia de magnetización (L_m) y una relación de transformación ($n : 1$) con respecto al devanado secundario de este. Donde n tiene un valor de 3.6 de acuerdo a las magnitudes eléctricas obtenidos del diseño previo de la Tabla 3.3.

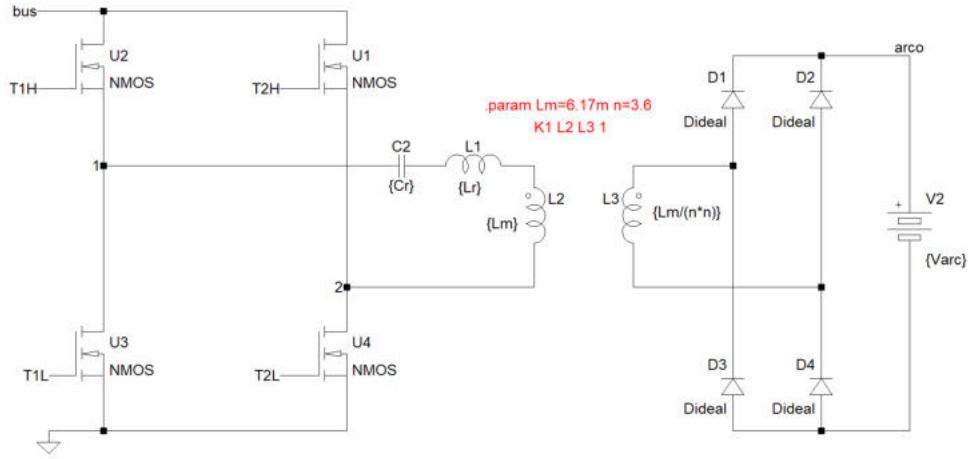


Figura 3.11. Diagrama inversor resonante CLL en LTspice.

A la salida del transformador, es decir en el devanado secundario está conectado un puente rectificador de cuatro diodos ideales ($D1-D4$), que convierte la señal alterna a una de voltaje continua, que en este caso es el voltaje de arco, modelada como una fuente de voltaje constante ($V_{arc} = 25\text{ V}$) como se muestra en la Figura 3.11.

3.3.2. Modulación

Con anterioridad fue mencionado que los interruptores que conforman el inversor del MP eran accionados por un bloque implementado en LTspice donde se genera una modulación. Dicha modulación correspondiente al inversor puente H completo, es generado por el bloque mostrado en la Figura 3.12. Este sistema utiliza una modulación por *desfase de fase* (Phase Shift Modulation), la cual es adecuada para topologías conmutadas en lazo resonante, como el inversor de puente completo presentado anteriormente.

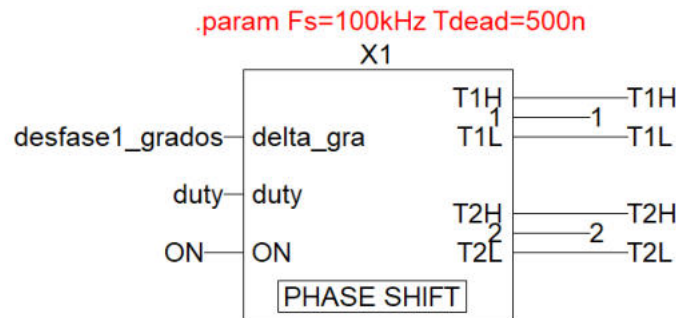


Figura 3.12. Bloque PHASE SHIFT.

El bloque identificado como *PHASE SHIFT* genera cuatro señales de control: T1H, T1L, T2H y T2L, correspondientes a los transistores superiores e inferiores del puente completo. En particular, las señales asociadas a los interruptores ubicados en la parte superior de cada rama, denotadas con la letra *H* (de high), es decir, $T1H$ y $T2H$, requieren una referencia a tierra flotante. Esta referencia se determina mediante la nomenclatura

1 y 2, que corresponde a la rama del puente en la cual se encuentra el interruptor a controlar. Dichas señales son generadas con una *frecuencia de conmutación* de ($f_{sw} = 100 \text{ kHz}$). Este módulo genera un *tiempo muerto* entre la señales de modulación de cada interruptor superior (H) y el inferior (L) de las ramas del inversor, correspondiente a ($t_{dead} = 500 \text{ ns}$), con el fin de evitar el cruce entre el accionamiento de los interruptores y que estos puedan generar un corto circuito. Los parámetros de entrada del bloque *PHASE SHIFT* que condicionan la modulación son:

- *Duty*: Controla el ciclo de trabajo del tren de pulsos.
- *Desfase (Delta_grados)*: Especifica el ángulo de desfase entre las ramas del puente, que en este caso está inicializado a 0° .
- *ON*: Habilita la salida de las señales de control, pudiendo generar con este un control de una señal pulsante de menor frecuencia a la cual es conmutado los interruptores del inversor.

La Figura 3.13 detalla el funcionamiento interno del bloque *PHASE SHIFT*, en el cual se realiza la conversión de los parámetros de desfase y ciclo de trabajo en señales PWM complementarias, asegurando el desfase deseado entre los pares de interruptores (T1H–T2H y T1L–T2L). Esta modulación por desfase permite controlar eficazmente la potencia transferida en el tanque resonante operando en la región inductiva, y facilita el logro de condiciones de conmutación suave (ZVS), al controlar el momento de encendido de los interruptores respecto al cruce de corriente por cero.

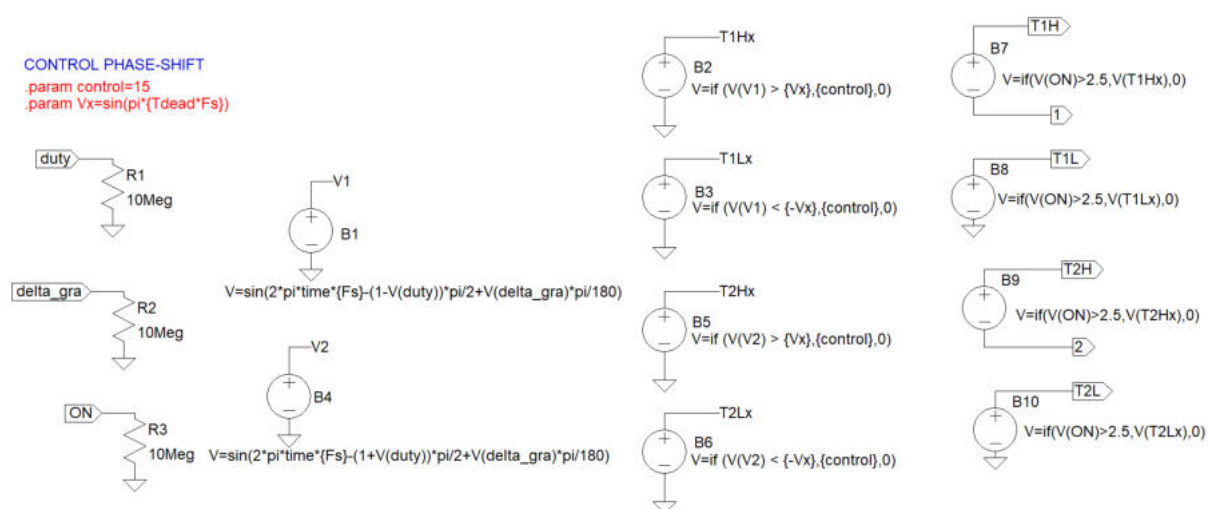


Figura 3.13. Modulación del bloque PHASE SHIFT.

Este enfoque de control es ampliamente utilizado en convertidores resonantes LLC y series-paralelo,

La frecuencia de trabajo o de conmutación del inversor está definida por el parámetro f_{sw} , mientras que los tiempos muertos (t_{dead}) se definen por la teoría entre 3 % y 5 % del periodo de conmutación.

3.3.3. Generación de señales de control

A grandes rasgos, las señales PWMs generadas por este bloque *PHASE SHIFT* es realizada mediante la comparación de una señal cuadrada de CA (V) y una señal de referencia (V_x) definida en 3.22, como se muestra en la Figura 3.14.

$$V_x = \sin(\pi \cdot T_{dead} \cdot F_{Sw}) \quad (3.22)$$

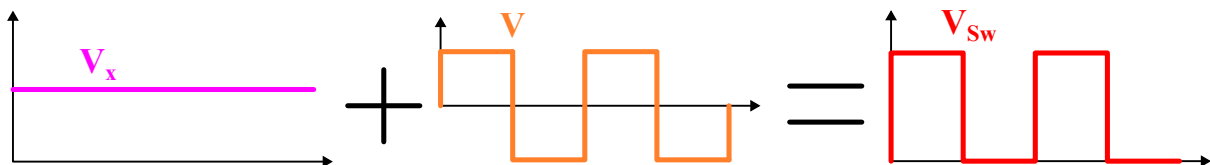


Figura 3.14. Generación de PWM mediante la comparación V y V_x .

Para optimizar la modulación del inversor, es necesario cambiar la señal cuadrada de CA (V) por su componente fundamental es decir una señal de forma senoidal (V_1), como se muestra en la Figura 3.15. Por lo tanto, usar esta amplitud senoidal como referencia simula con precisión el componente fundamental de la onda cuadrada, facilitando comparaciones.

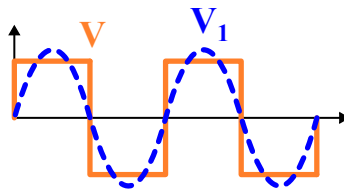


Figura 3.15. Forma de onda cuadrada de CA V y su componente fundamental V_1 .

Las señales de control para cada rama, se generan a partir de funciones sinusoidales moduladas por las variables `duty` y `delta_gra`, como se muestra a continuación:

$$V1 = \sin\left(2\pi t \cdot F_s \cdot \frac{1 - V(duty)}{\pi} + \frac{2 \cdot V(delta_gra) \cdot \pi}{180}\right) \quad (3.23)$$

$$V2 = \sin\left(2\pi t \cdot F_s \cdot \frac{1 + V(duty)}{\pi} + \frac{4 \cdot V(delta_gra) \cdot \pi}{180}\right) \quad (3.24)$$

Considerando el control de la rama uno del inversor, también se podría representar por el esquemático de un circuito comparador mostrado en la Figura 3.16

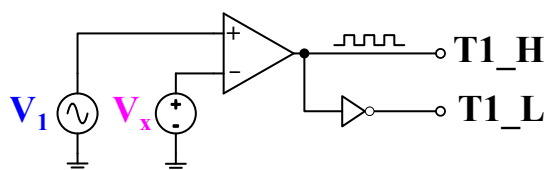


Figura 3.16. Comparador V_1 y V_x .

3.3.4. Condicionamiento de las señales de conmutación

El bloque de condicionamiento final genera las señales de modulación para los interruptores del inversor, utilizando lógica de nivel 0-5 V, donde 5 V representa un estado encendido y 0 V un estado apagado. Las condiciones lógicas para los interruptores son:

$$V = if(V_{ON} > 2,5, V(T1H, 0) \quad (3.25)$$

$$V = if(V_{ON} > 2,5, V(T1L, 0) \quad (3.26)$$

Estas condiciones aseguran que los interruptores solo se activen cuando la señal de habilitación V_{ON} esté presente. Por lo que la señales de modulación serán generadas y estas se muestran en la Figura 3.17. Donde en el oscilograma superior se muestra las señales de control para la rama número uno T1H con referencia a 1 y T1L con referencia a tierra del inversor; de igual manera en el oscilograma inferior se muestran las señales de control para los interruptores de la rama dos ($T2H$ y $T2L$).

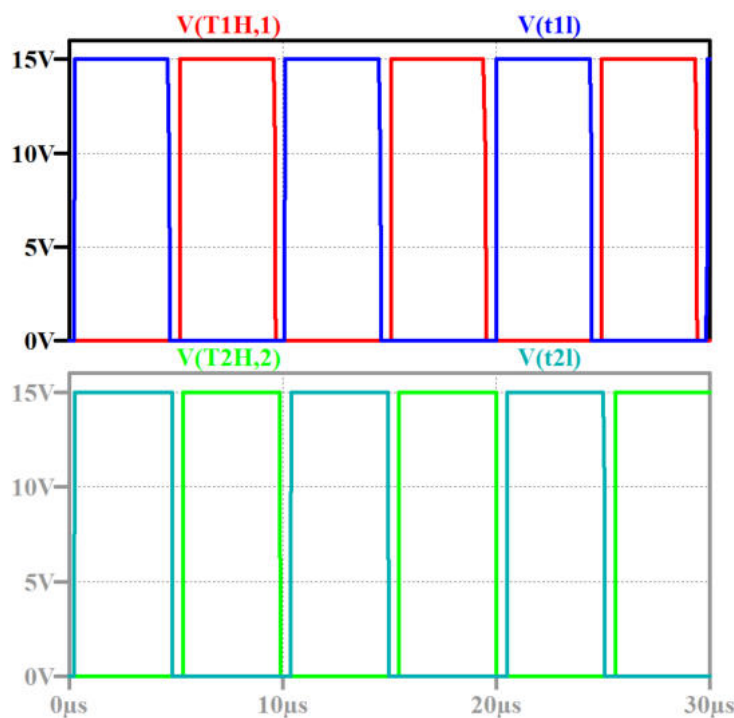


Figura 3.17. Modulación de control para el inversor en puente H.

3.3.5. Resultados de simulación del módulo de potencia

Una vez implementado el bloque de generación de modulación para cada interruptor del inversor resonante, se procede a conectar dichos pulsos de control al circuito de potencia, con el objetivo de observar la forma de onda cuadrada generada por el inversor. Esta señal de salida mostrada en la Figura 3.18, presenta un voltaje pico de 100 V. Asimismo, resulta fundamental analizar la corriente que circula a través del tanque resonante, ya que esta determina el dimensionamiento adecuado de los componentes electromagnéticos que lo conforman. En este caso, la corriente pico que fluye por el tanque es de 9,2 A pico, como se observa en la Figura 3.19.

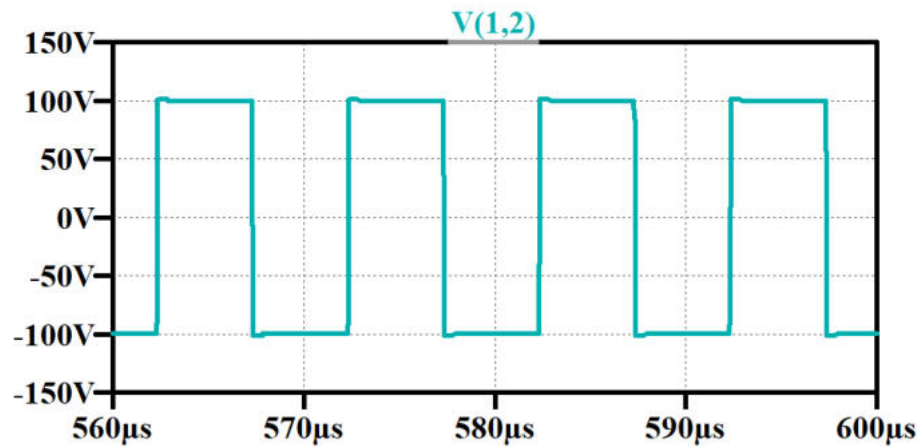


Figura 3.18. Voltaje de salida en el inversor.

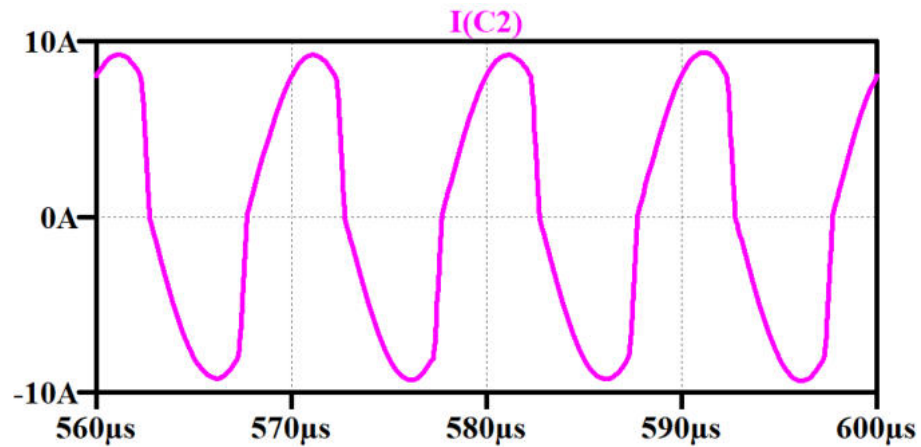


Figura 3.19. Corriente en el tanque resonante.

Se analizó el voltaje de salida, también referida como voltaje de arco, la cual se modela como una batería con un valor constante de 25 V. Esta condición se valida mediante la Figura 3.20, que muestra la respuesta de salida del convertidor.

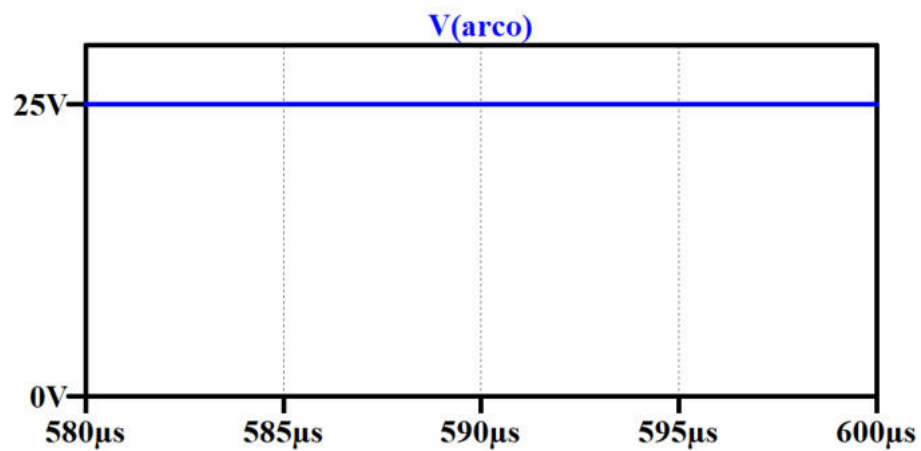


Figura 3.20. Voltaje de salida del PM.

De igual manera, se llevó a cabo la medición de la corriente de salida del convertidor,

obteniéndose una magnitud pico de 33,36 A. Esta forma de onda se muestra en la Figura 3.21.

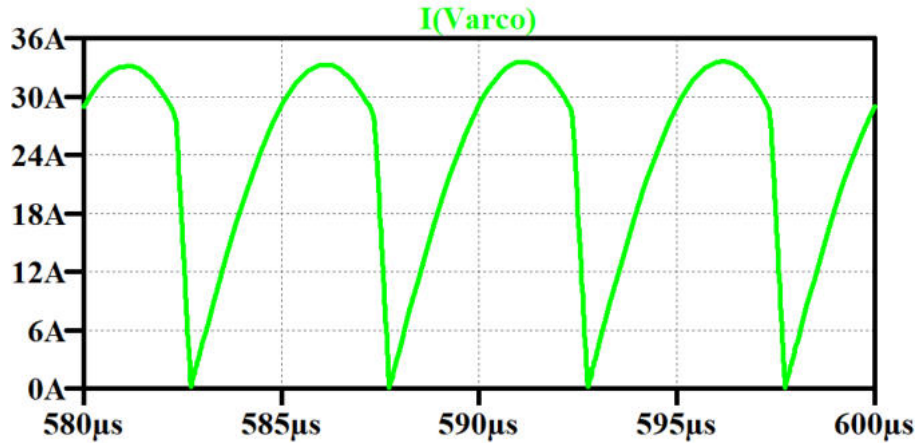


Figura 3.21. Corriente de salida del PM.

Para determinar la potencia activa entregada por el convertidor, se implementa en el simulador la expresión definida en la ecuación 3.27.

$$P = VI \quad (3.27)$$

A partir de dicha expresión, se obtiene la forma de onda correspondiente a la potencia real de salida, la cual se muestra en la Figura 3.22. En esta se observa un valor pico de 834 W, tal como se estableció en el planteamiento inicial. Por lo tanto, se confirma que el diseño realizado mediante el método de aproximación es correcto y cumple con los requerimientos establecidos.

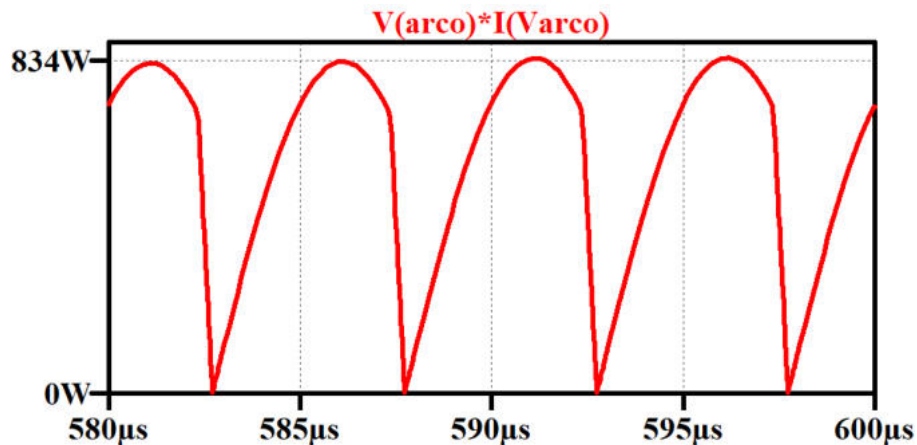


Figura 3.22. Potencia real de salida del PM.

3.4. Módulos entrelazados

En aplicaciones industriales donde se requiere unir materiales duros, las fuentes de soldadura deben ser capaces de suministrar corrientes elevadas para lograr una fusión adecuada en la zona de unión. Este trabajo propone el uso de módulos de potencia (PM) conectados en paralelo y operando de forma intercalada o entrelazada (interleaved) como

una solución para satisfacer la alta demanda de corriente en procesos de soldadura.

Para determinar la potencia de corriente de soldadura necesaria según el tipo de material, se implementaron varios módulos de potencia (PM). Las principales características de estos módulos se resumen en la Tabla 3.3. Cada PM emplea la técnica de intercalado para mejorar el rendimiento general del sistema.

La Figura 3.23 muestra la conexión en paralelo de tres módulos de potencia utilizando la técnica de intercalado para suministrar la corriente del arco. Este conjunto de tres módulos forma un bloque trifásico (TB), donde las salidas etiquetadas como a, c y e se conectan al polo positivo de la batería, mientras que las salidas b, d y f se conectan al polo negativo, simulando así el arco eléctrico. Este modelo fue replicado en simulaciones para analizar el comportamiento de configuraciones con uno, dos y tres bloques TB, como se muestra en la Tabla 3.4.

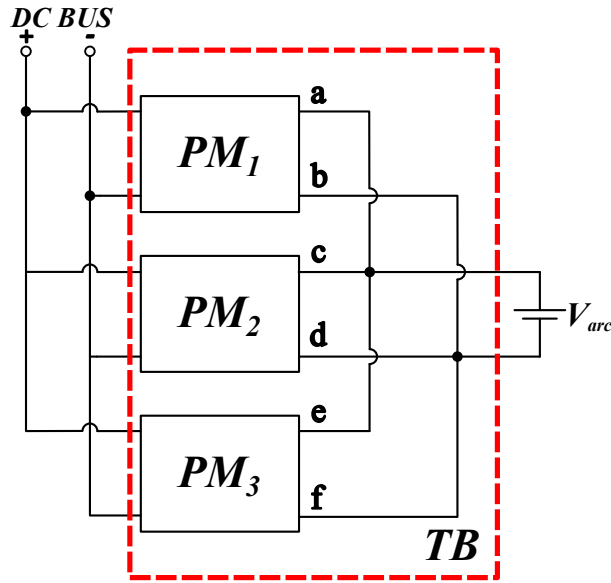


Figura 3.23. Conexión en paralelo de tres PMs usando técnica de intercalado.

Esta arquitectura permite aumentar la corriente de salida y, al mismo tiempo, reducir de manera considerable el rizado (*ripple*) de la señal, eliminando la necesidad de filtros adicionales a la salida de los bloques TB. Para garantizar un funcionamiento adecuado del intercalado, se aplica un desfase entre los módulos, el cual resulta de la combinación del entrelazado y de la etapa de rectificación de onda completa.

Inicialmente, los inversores deben operar desfasados $360^\circ/n$ en la etapa AC; sin embargo, al rectificar en onda completa, la frecuencia de la señal se duplica y el desfase efectivo se reduce a la mitad. Por ello, el desfase observable en la corriente de salida de cada módulo queda expresado como $180^\circ/n$, que para el caso de tres módulos equivale a 60° . Este desfase controlado distribuye las contribuciones de corriente a lo largo del ciclo, reduciendo significativamente el rizado total.

Cada módulo de potencia opera a una frecuencia de conmutación constante y la potencia de salida se regula ajustando el ciclo de trabajo de la modulación (d_s). Finalmente, se realizaron simulaciones para calcular la potencia total de salida en cada configuración

de TB, lo que permitió analizar detalladamente el comportamiento del sistema bajo distintas condiciones de operación.

Además de reducir el rizado, el intercalado permite distribuir la carga de potencia entre varios bloques TB, lo cual es preferible a emplear un solo módulo de gran capacidad. Esta estrategia reduce el esfuerzo térmico y eléctrico sobre los componentes, mejora la disipación de calor y contribuye a prolongar la vida útil del convertidor.

La Tabla 3.4 resume las configuraciones posibles al aplicar la técnica de entrelazado con diferentes números de bloques TB. Si bien la tabla muestra los ángulos de desfase asignados a cada módulo, una forma más clara e intuitiva de apreciar esta distribución es mediante su representación vectorial. En el caso de un único TB conformado por tres PMs, los vectores se encuentran separados 120° entre sí, como se observa en la Figura 3.24. Cuando se emplean dos TBs (seis PMs en total), el desfase adicional entre los bloques reduce la separación angular a 60° , lo que se refleja en la Figura 3.25.

Finalmente, con tres TBs (nueve PMs), los vectores se distribuyen cada 40° , generando la disposición mostrada en la Figura 3.26. Esta representación facilita comprender cómo el entrelazado mejora el reparto de corriente y reduce la magnitud de los armónicos de orden bajo, contribuyendo así a un desempeño más estable y eficiente del sistema.

Tabla 3.4. Características de la conexión TB aplicando la técnica de entrelazado.

TBs	PMs	Desfase de cada PM	Potencia
1	3	TB1: $0^\circ, 120^\circ, 240^\circ$	1880 W
2	6	TB1: $0^\circ, 120^\circ, 240^\circ$ TB2: $30^\circ, 150^\circ, 270^\circ$	3530 W
3	9	TB1: $0^\circ, 120^\circ, 240^\circ$ TB2: $20^\circ, 140^\circ, 260^\circ$ TB3: $40^\circ, 160^\circ, 280^\circ$	5160 W

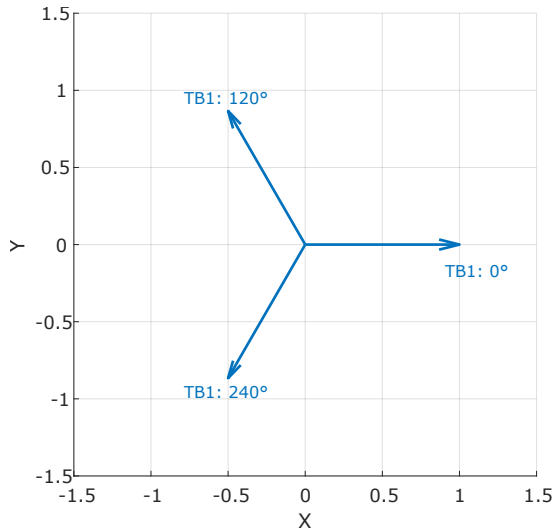


Figura 3.24. Representación vectorial del desfase de 3 PMS.

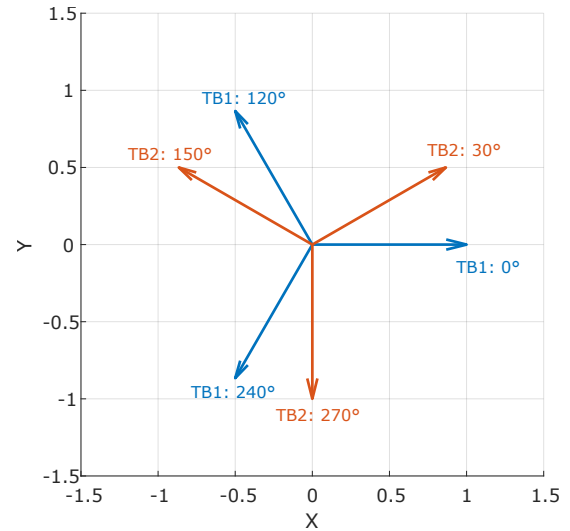


Figura 3.25. Representación vectorial del desfase de 6 PMS.

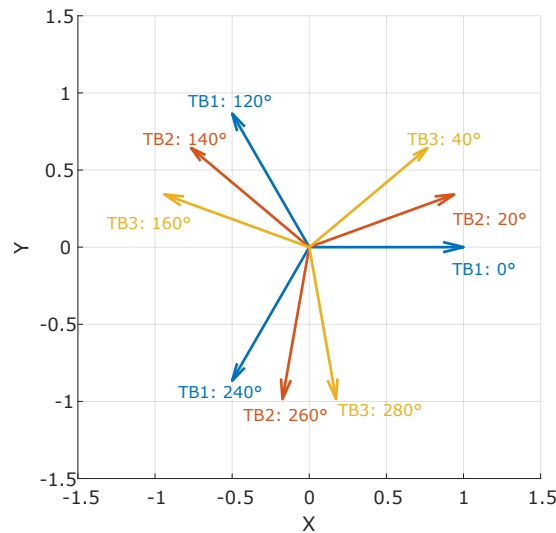


Figura 3.26. Representación vectorial del desfase de 9 PMS.

En estas subsecciones se presentan los resultados obtenidos a través del software LTspice. Se simuló el módulo de potencia (PM) con las especificaciones indicadas en la Tabla 3.3, replicándolo para generar configuraciones con 1, 2 y 3 bloques TB. Se aplicaron los desfases angulares indicados en la Tabla 3.4. Se analizaron las corrientes de salida, también conocidas como corrientes de arco, y se realizaron análisis FFT para observar la reducción de armónicos y el alisado del rizado conforme se incrementa el número de bloques TB conectados. A continuación se muestran los resultados de cada caso.

3.4.1. Resultados de simulación de un módulo de potencia

En esta primera simulación se analiza la corriente de salida de un solo PM, como se muestra en la Figura 3.27. Se obtuvo una corriente máxima de 31.2 A. A partir de esta señal, se realizó el análisis FFT para identificar la magnitud de cada armónico, mostrada en la Figura 3.28.

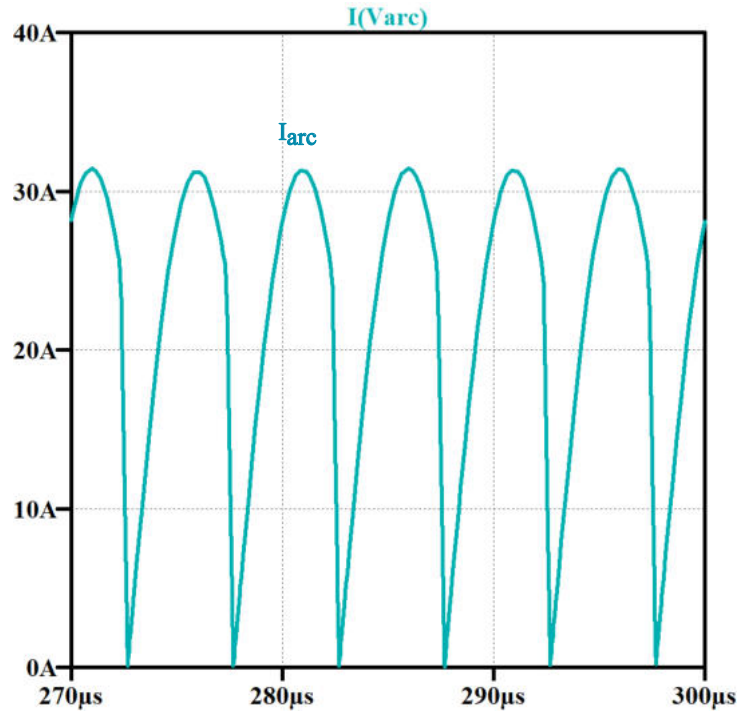


Figura 3.27. Corriente de salida de un PM.

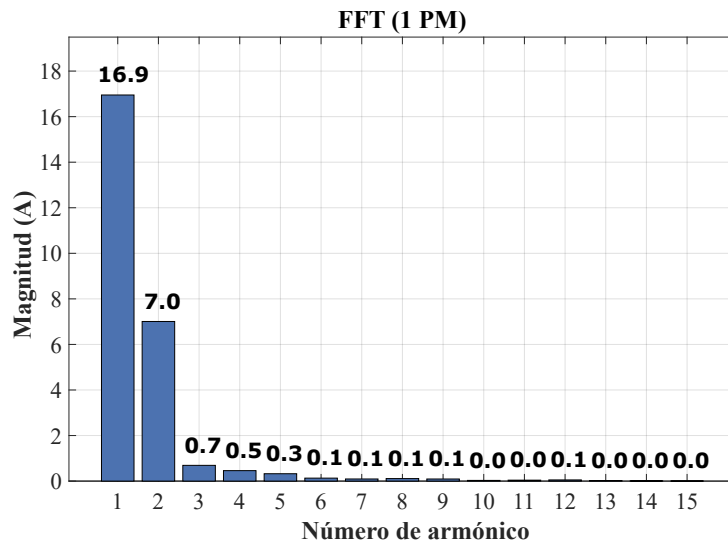


Figura 3.28. FFT de la corriente de salida de un PM.

3.4.2. Resultados de simulación de un bloque trifásico

En la Figura 3.29, la parte superior muestra las corrientes de salida de los tres PM que forman el bloque TB1 (I_{PM1} , I_{PM2} , I_{PM3}). En la parte inferior se observa la corriente total de salida I_{arc} , con un valor de 75.5 A, correspondiente a la conexión intercalada de los tres módulos.

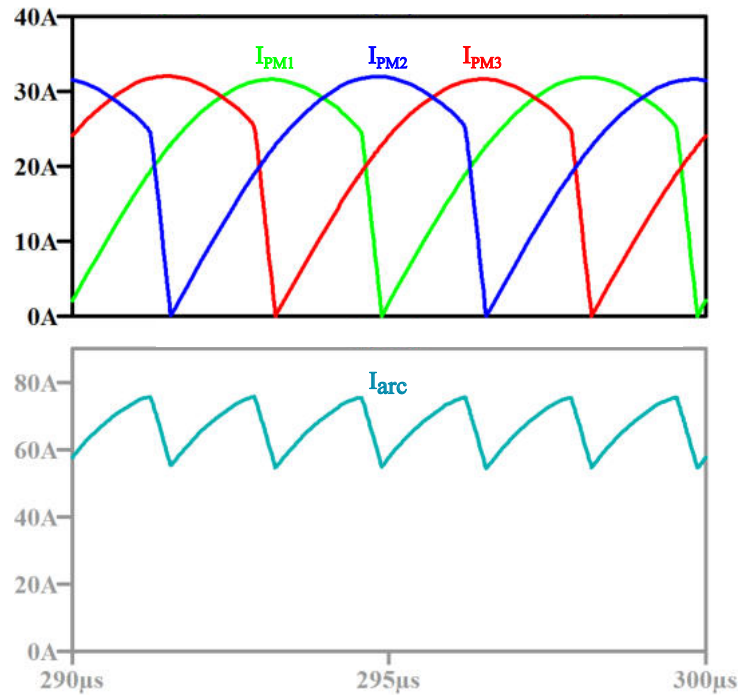


Figura 3.29. Corriente de salida de un bloque TB.

La Figura 3.30 muestra la FFT de esta corriente, donde se aprecia una reducción en los valores armónicos, indicando un alisado en el rizado.

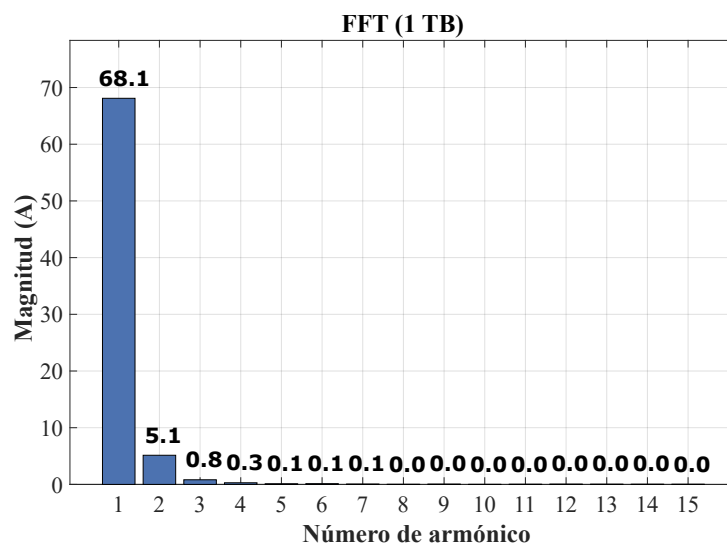


Figura 3.30. FFT de la corriente de salida en un bloque TB.

3.4.3. Resultados de simulación con dos bloques trifásicos

Para el caso de dos bloques TB, en la Figura 3.31 se presentan, en la parte superior, las corrientes de salida individuales de los seis PM (TB1: I_{PM1} , I_{PM2} , I_{PM3} ; TB2: I_{PM4} , I_{PM5} , I_{PM6}). En la parte inferior (I_{Arc}) se muestra la corriente del arco.

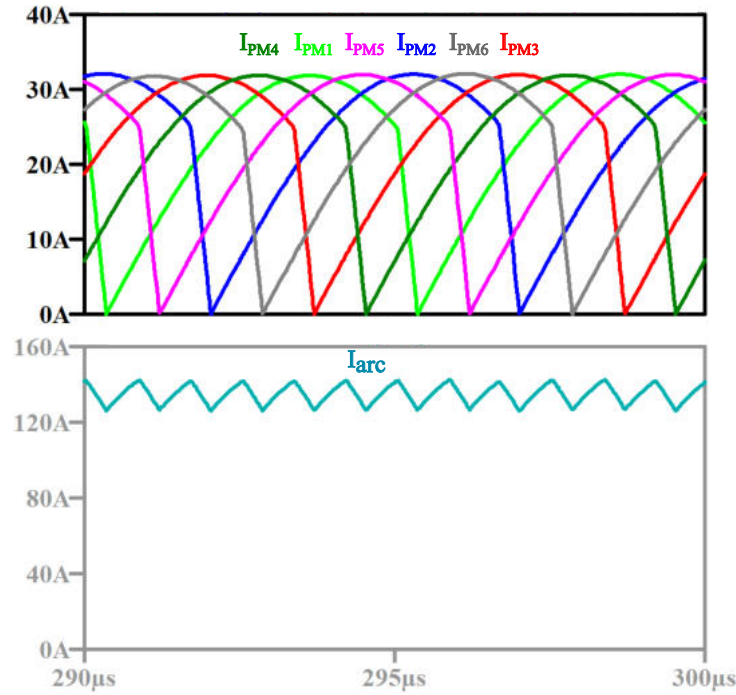


Figura 3.31. Corriente de salida con 2 bloques TB.

En la Figura 3.32, se presenta el análisis FFT correspondiente, donde se observan la corriente fundamental y sus armónicos.

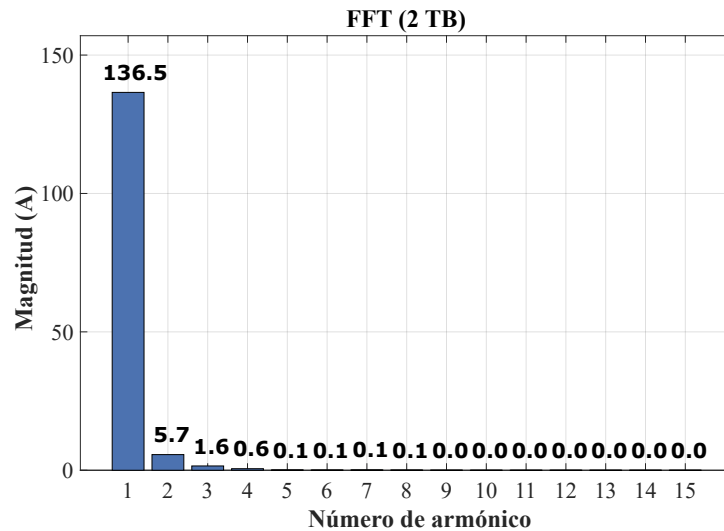


Figura 3.32. FFT de la corriente de salida con 2 bloques TB.

3.4.4. Resultados de simulación con tres bloques trifásicos

Finalmente, para el caso de tres bloques TB, la Figura 3.33 muestra las corrientes individuales de los nueve PM utilizados. La parte superior representa las corrientes de los bloques TB1 (I_{PM1} , I_{PM2} , I_{PM3}), TB2 (I_{PM4} , I_{PM5} , I_{PM6}) y TB3 (I_{PM7} , I_{PM8} , I_{PM9}). En la parte inferior se visualiza la corriente del arco (I_{arc}), donde se observa un rizado mucho menor, lo cual refleja una entrega de potencia más estable y adecuada para procesos de soldadura.

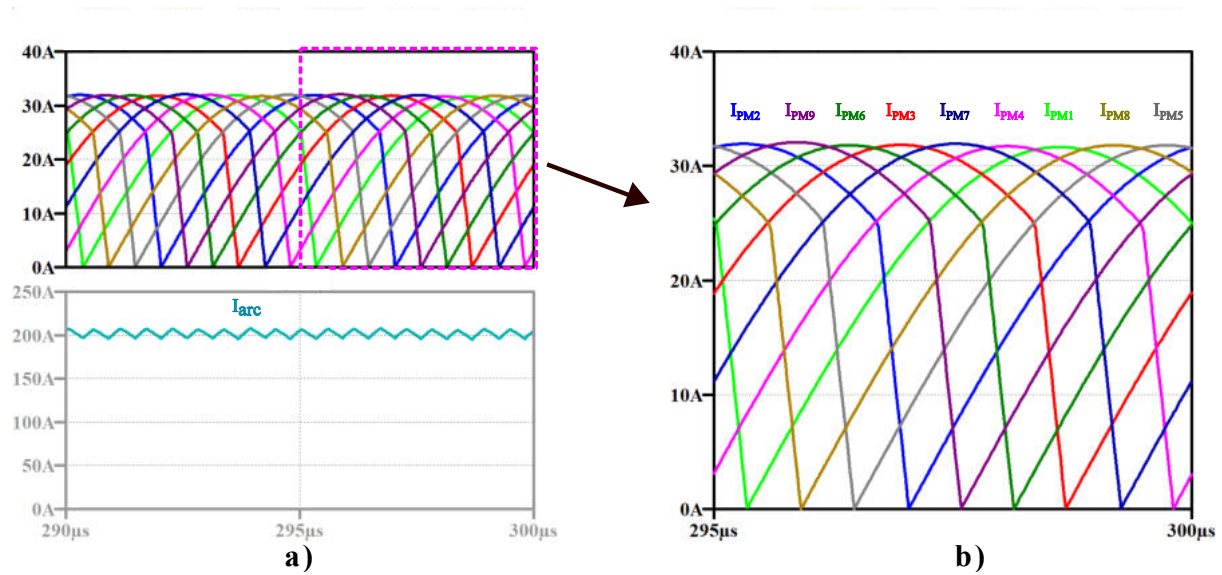


Figura 3.33. a) Corriente de salida con 3 bloques TB; b) Acercamiento a la corriente de salida de cada PM.

La Figura 3.34 presenta la FFT de esta corriente, donde el rizado del arco se reduce considerablemente, disminuyendo los armónicos y logrando una corriente constante de 206.5A.

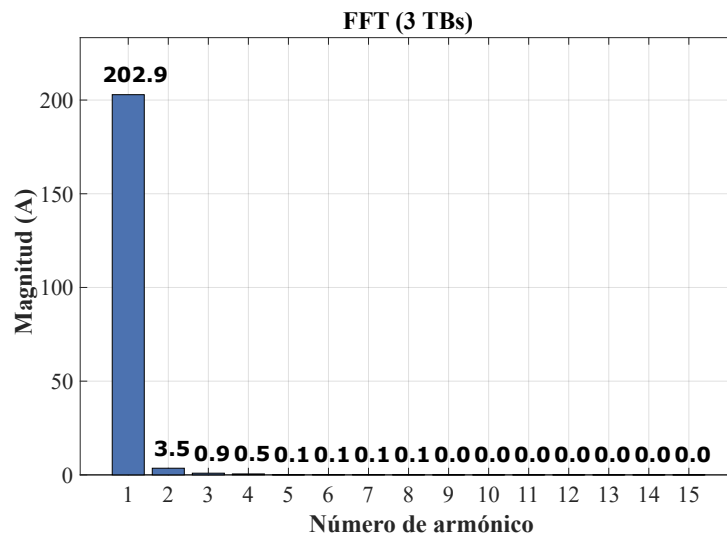


Figura 3.34. FFT de la corriente de salida con 3 bloques TB.

CAPÍTULO 4.

IMPLEMENTACIÓN DEL INVERSOR RESONANTE

En este capítulo se detalla el proceso de diseño, selección de materiales y construcción del transformador de alta frecuencia, el cual forma parte del tanque resonante del convertidor. El transformador fue dimensionado para operar eficientemente a una frecuencia de 100 kHz, proporcionando aislamiento galvánico y con mínimas pérdidas. Asimismo, el inductor exterior de resonancia L_r se realizó por medio del método del toroide equivalente. Y finalmente se menciona la configuración realizada para el capacitor de resonancia C_r .

4.1. Diseño del transformador de alta frecuencia

El diseño conceptual del transformador se desarrolló con base en el modelo analítico obtenido mediante herramientas matemáticas y simulaciones. Para cumplir con los requisitos del tanque resonante, se consideró una relación de transformación de 3,6 : 1, la cual fue escalada a 36 : 10 para facilitar su construcción práctica con vueltas enteras.

4.1.1. Selección del núcleo

El transformador opera a una alta frecuencia, por lo que es fundamental seleccionar un material de núcleo que mantenga bajas pérdidas y buena estabilidad térmica. La Tabla 4.1 muestra la comparación entre varios materiales evaluados, de los cuales su principal composición es ferrita de manganeso-zinc (MnZn). Las características de estos materiales fueron obtenidas de las hojas técnicas proporcionada por su fabricante, TDK corporation.

Tabla 4.1. Comparativa de materiales para núcleos de alta frecuencia.

Material	Frecuencia recomendada	Composición
N27	hasta 150 kHz	Ferrita MnZn
N87	hasta 500 kHz	Ferrita MnZn optimizada
N97	hasta 500 kHz	Ferrita MnZn de baja pérdida
3C90	hasta 200 kHz	Ferrita MnZn
PC95	hasta 300 kHz	Ferrita MnZn

De acuerdo con el análisis y los datos de diseño del convertidor, se muestra que la mayoría de los materiales cumplen con los parámetros de funcionamiento del convertidor. En este caso se seleccionó un núcleo fabricado con material N97, debido a que presenta las menores pérdidas específicas a la frecuencia objetivo y corresponde al modelo de carrete descrito a continuación. La Tabla 4.2 resume sus principales características.

Tabla 4.2. Características del material N97 (TDK/EPCOS) [40].

Parámetro	Valor
Tipo de material	Ferrita MnZn
Frecuencia óptima de operación	25–500 kHz
Pérdidas a 100 kHz	300 mW/cm ³
Permeabilidad inicial, μ_i	2300 $\pm$ 25 %
Temperatura de Curie	> 230 °C
Resistencia eléctrica	8 Ω m

4.1.2. Selección del carrete

El carrete seleccionado para este diseño fue el modelo **ETD54**, debido a que proporciona un área de ventana amplia, lo cual facilita el uso de conductores de gran sección transversal, como el hilo de Litz, necesario para soportar corrientes elevadas sin sobrecalentamiento. Además, su geometría permite una buena ventilación entre los devanados, lo que contribuye a una mejor disipación térmica.

Este carrete es compatible con núcleos tipo E en configuraciones ETD54/28/19, fabricados con materiales magnéticos como N27, N87 y N97, siendo este último el seleccionado en la sección anterior por sus propiedades adecuadas para operación a alta frecuencia.

Las principales características geométricas y constructivas del carrete ETD54 se resumen en la Tabla 4.3.

Tabla 4.3. Características del carrete ETD54 y núcleo asociado [41].

Parámetro	Valor
Material del carrete	Termoplástico (alta temperatura)
Compatibilidad de núcleo	ETD54/28/19
Longitud magnética efectiva (ℓ_e)	127 mm
Área efectiva del núcleo (A_e)	280 mm ²
Área mínima ($A_{\min}$)	280 mm ²
Volumen efectivo del núcleo (V_e)	35,600 mm ³
Relación $\Sigma \ell_e / A_e$	0.45 mm ⁻¹

4.1.3. Construcción y técnica de embobinado

Se implementó una técnica de **embobinado entrelazado (interleaved)** con el objetivo de reducir la inductancia de fuga. El proceso consistió en:

1. Enrollar 18 vueltas del devanado primario, como se muestra en la Figura 4.1.

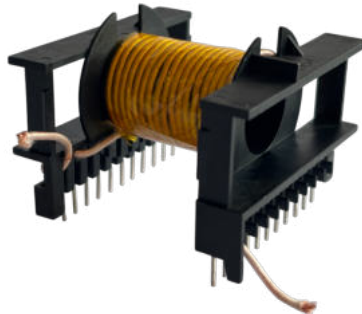


Figura 4.1. Devanado primario del transformador.

2. Enrollar 10 vueltas del devanado secundario con tres hilos de Litz en paralelo, ilustrado en la Figura 4.2.



Figura 4.2. Devanado secundario del transformador.

3. Finalizar con otras 18 vueltas del devanado primario, conectado en serie con el devanado del punto inicial.

Cada capa fue separada mediante cinta aislante de poliéster, con el fin de garantizar un adecuado aislamiento dieléctrico, prevenir cortocircuitos y aumentar la confiabilidad del sistema frente a voltajes de pico elevadas. En la Figura 4.3 se muestra una representación esquemática del transformador, como si estuviera seccionado longitudinalmente, permitiendo observar el entrelazado de las bobinas que conforman el devanado secundario (representadas con hilos de color rojo), ubicadas entre las dos bobinas del devanado primario, identificadas por hilos de color azul. Finalmente, en la Figura 4.4 se presenta el transformador completamente ensamblado.

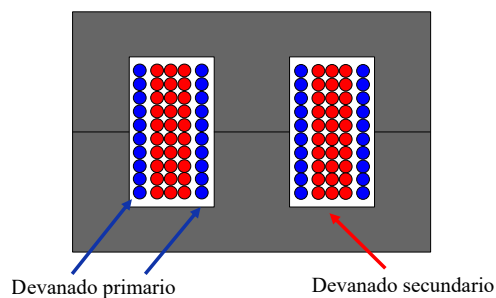


Figura 4.3. Representación del transformador con devanado entrelazado.



Figura 4.4. Transformador de alta frecuencia construido (núcleo N97, carrete ETD54).

Las características eléctricas de cada devanado del transformador implementado son mostradas en la Tabla 4.4.

Tabla 4.4. Características de los devanados del transformador.

Característica	Primario	Secundario
Voltaje pico	$\pm 100 \text{ V}$	$\pm 25 \text{ V}$
Corriente pico	$\pm 9,5 \text{ A}$	$33,5 \text{ A}$
Conductor	Litz de 270 hilos de 0.008 mm	3 hilos Litz en paralelo
Número de vueltas	36 (18 + 18)	10

En el diseño se decidió *no incluir entrehierro (gap)* entre las mitades del núcleo magnético. Esta decisión se basó en que el entrehierro introduce una componente significativa de inductancia magnetizante, la cual afectaría el comportamiento resonante del tanque. Al eliminar el gap, se obtiene una mayor permeabilidad efectiva, aumentando así la inductancia magnetizante, que en este caso no es deseada debido a que ya se cuenta con una inductancia específica en el diseño del tanque resonante. Las pérdidas totales en el transformador se dividen en dos componentes principales las cuales consisten en pérdidas en el núcleo y pérdidas en el cobre de los devanados y la suma de estos forman las pérdidas totales en el transformador, por lo cual se puede indicar de acuerdo a la Ecuación 4.1.

$$P_{\text{total}} = P_{\text{núcleo}} + P_{\text{cobre,pri}} + P_{\text{cobre,sec}} \quad (4.1)$$

Para obtener las pérdidas del núcleo se considera el material N97, el fabricante proporciona la *densidad de pérdidas* p_v en función de la frecuencia f , la densidad de flujo magnético pico B_{max} y la temperatura T , referente al gráfico proporcionado por el fabricante de la Figura 4.5.

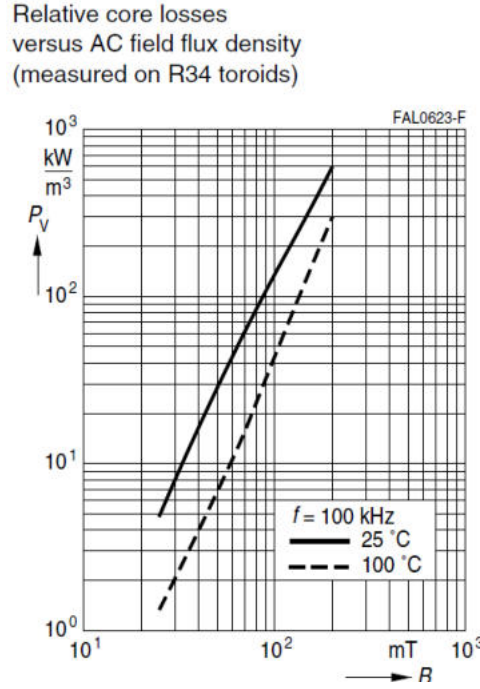


Figura 4.5. Pérdidas en el material N97 [40]

Por lo que se puede calcular la potencia disipada en el núcleo a través de la Ecuación 4.2.

$$P_{\text{núcleo}} = p_v(f, B_{\text{max}}, T) \cdot V_e \quad (4.2)$$

donde V_e es el volumen efectivo del núcleo. Las pérdidas en los devanados del transformador pueden expresarse de manera general a partir de la ley de Joule, considerando la resistencia de los conductores y la corriente eficaz que circula a través de ellos. Por lo que es contemplando el *efecto pelicular* (*skin effect*) el cual considera la profundidad de penetración de la corriente en relación con la frecuencia de operación, y esta descrita por la Ecuación 4.3

$$D_{\text{skin}} = \frac{2\rho}{\sqrt{f_{\text{sw}}}} \quad [\text{mm}] \quad (4.3)$$

donde ρ representa la resistividad del material; en este caso, la del cobre recocido industrial, cuyo valor a 20 °C es $2,07 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$.

Para conocer la resistividad del conductor por donde fluye la corriente, es necesario conocer la área de este, la cual esta descrita por la Ecuación 4.4

$$A_{\text{hilo}} = \pi \left(\frac{D_{\text{hilo}}}{2} \right)^2 \quad (4.4)$$

Así como la longitud total del conductor, considerando el radio medio de la bobina R_m y el número de vueltas de este N , por lo que la longitud total del conductor se considera en la Ecuación 4.5.

$$L_{\text{hilo}} = N \cdot (2\pi R_m) \quad (4.5)$$

Para calcular la resistencia equivalente del cobre, se considera que los conductores están conectados en paralelo. Siendo N_{hilos} el número de hilos en paralelo, la resistencia eléctrica equivalente se determina mediante la Ecuación 4.6.

$$R_{\text{cobre}} = \frac{\rho \cdot L_{\text{hilo}}}{N_{\text{hilos}} \cdot A_{\text{hilo}}} \quad (4.6)$$

donde ρ es la resistividad del cobre, de lo que están echo los conductores.

Por lo que las pérdidas en el cobre por el efecto Joule se expresan de acuerdo a la Ecuación 4.7.

$$P_{cobre} = R_{cobre} \cdot I_{rms}^2 \quad (4.7)$$

con I_{rms} la corriente eficaz en el devanado.

De esta forma, se observa que las pérdidas en el cobre dependen directamente de la resistividad del material, la geometría del devanado (R_m , N , D_{hilo}), el número de conductores en paralelo N_{hilos} y la corriente eficaz que circula por ellos. En este diseño, el uso de hilo Litz y un bobinado entrelazado (*interleaved*) redujo significativamente las pérdidas en los conductores de cobre. Por lo que la Tabla 4.5 presenta la estimación de las pérdidas en el núcleo y en los devanados en el transformador realizado, así como su distribución porcentual. Asimismo, en la Figura 4.6 se presenta dicha información de forma gráfica.

Tabla 4.5. Pérdidas estimadas en el transformador.

Componente	Potencia [W]	Porcentaje
Núcleo	0.38	12.6 %
Cobre (primario)	1.28	42.0 %
Cobre (secundario)	1.39	45.4 %
Total	3.05	100 %

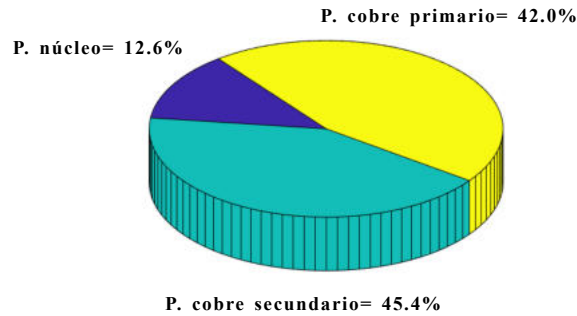


Figura 4.6. Distribución porcentual de pérdidas en el transformador.

La inductancia de dispersión L_d se evaluará experimentalmente midiendo la inductancia del devanado primario (en las terminales 1 y 2 de la Figura 4.7), con el secundario en cortocircuito mediante un puente en sus terminales, utilizando un medidor LCR de precisión. Esta magnitud es relevante para el modelado y control del convertidor, ya que afecta la respuesta resonante y la eficiencia del sistema.

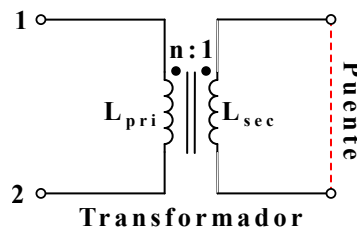


Figura 4.7. Medición de la inductancia de dispersión

4.2. Inductor externo de resonancia

Una vez obtenido el transformador de aislamiento y determinada su inductancia de fuga, esta puede aprovecharse como parte de la inductancia de resonancia del sistema. En este contexto, la inductancia de resonancia (L_r) está compuesta por la inductancia de fuga del transformador (L_d) y una inductancia externa adicional ($L_{r_{ext}}$), como se expresa en la Ecuación 4.8.

$$L_r = L_d + L_{r_{ext}} \quad (4.8)$$

En esta sección se describe detalladamente el proceso de diseño y construcción de una bobina sobre un núcleo *EF25* fabricado con material *N87*, utilizando el *método del toroide equivalente*. Este método, ampliamente reconocido tanto en la literatura técnica como en la industria, constituye una herramienta eficaz para obtener una primera aproximación al diseño de inductancias cuando se emplean núcleos con geometrías abiertas, como es el caso de los núcleos tipo E.

4.3. Fundamentos del diseño: el método del toroide equivalente

La técnica de aproximación a un toroidal equivalente es aplicable a toda forma de ferrita, ya sea tipo U, E, EE, POT, RM, entre otros, como se muestra en la Figura 4.8. El método del toroide equivalente parte de la premisa de que un núcleo de geometría abierta, como el EF25, puede ser modelado de forma aproximada como un toroide ideal, cuya área efectiva y longitud media del circuito magnético se calculan a partir de las dimensiones reales del núcleo.

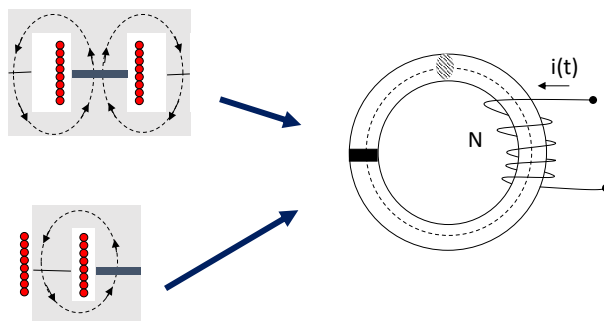


Figura 4.8. Comparación de núcleos.

Esta simplificación permite emplear fórmulas analíticas que facilitan la etapa de diseño inicial. La expresión general para la inductancia en un núcleo magnético se presenta en la Ecuación 4.9. De igual forma, la densidad de flujo magnético máxima B_{max} se utiliza como referencia para limitar el flujo y evitar la saturación del material del núcleo, tal como se muestra en la Ecuación 4.10.

$$L = \frac{N^2 \mu_0 \mu_r A_e}{l_e} \quad (4.9)$$

$$B_{max} = \frac{\mu_o \cdot N}{gap + \frac{l_e}{\mu_r}} \cdot i_{max} \quad (4.10)$$

donde:

- L es la inductancia obtenida [H].
- N es el número de vueltas.
- μ_0 es la permeabilidad del vacío, igual a $4\pi \times 10^{-7}$ [H/m].
- μ_r es la permeabilidad relativa del material del núcleo.
- A_e es el área efectiva del núcleo [m^2].
- l_e es la longitud media del circuito magnético [m].
- i_{max} es la corriente pico que fluye en el devanado.
- gap es el entrehierro.

Dichas características anteriores del núcleo toroidal, se muestran en la Figura 4.9.

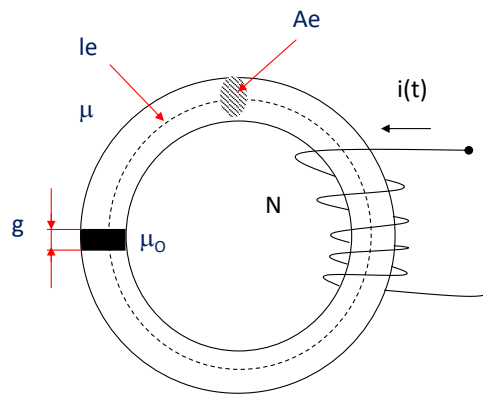


Figura 4.9. Núcleo toroidal.

Esta metodología ofrece ventajas prácticas, ya que permite realizar cálculos ágiles sin recurrir de inmediato a simuladores electromagnéticos complejos. Aunque se trata de una aproximación, su precisión suele ser adecuada para la etapa inicial del diseño, especialmente en aplicaciones de electrónica de potencia donde los márgenes de seguridad son manejados adecuadamente.

4.3.1. Características del material magnético N87

El núcleo *EF25* utilizado en este diseño está fabricado con material *N87*, desarrollado por TDK, optimizado para aplicaciones de conmutación en frecuencias medias y alta eficiencia energética. Este material es ampliamente utilizado en el diseño de transformadores e inductores que operan por debajo de los 100 kHz, aunque puede emplearse de manera segura hasta los 200 kHz, siempre que se implementen medidas adecuadas de disipación térmica.

Las principales características del material N87 se muestran en la Tabla 4.6.

Tabla 4.6. Características del material N87 (TDK/EPCOS)[42].

Parámetro	Valor
Tipo de material	Ferrita MnZn
Frecuencia óptima de operación	25–500 kHz
Pérdidas a 100 kHz	375 mW/cm ³
Permeabilidad inicial, μ_i	2200 $\pm$ 25 %
Temperatura de Curie	> 210 °C
Resistencia eléctrica	10 Ω m

La hoja de datos de los materiales magnéticos proporciona gráficos que muestran el comportamiento de su permeabilidad en función de la temperatura de trabajo, como es en el caso del material N87 que se observa en la Figura 4.10.

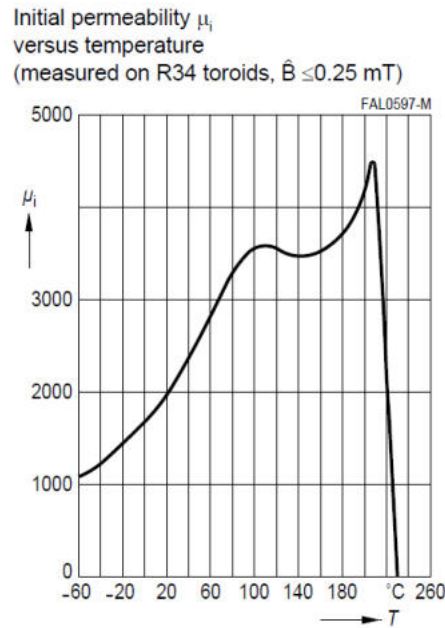


Figura 4.10. Permeabilidad del material N87 [42].

Asimismo, incluye la curva B - H , la cual describe la relación entre la densidad de flujo magnético (B) y la intensidad del campo magnético (H). Esta curva permite determinar el rango de operación adecuado para evitar la saturación del material N87, como se muestra en la Figura 4.11.

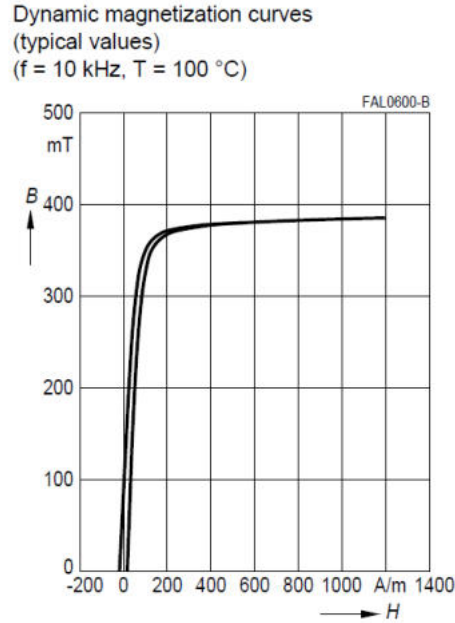


Figura 4.11. Curva B-H del material N87 [42].

La bobina fue diseñada para cumplir con las siguientes especificaciones técnicas, propias de un convertidor electrónico de potencia de alta corriente se muestra en la Tabla 4.7.

Tabla 4.7. Parámetros de diseño del inductor de resonancia externo.

Parámetro	Valor
Inductancia objetivo (L)	$6 \mu\text{H}$
Corriente máxima (I_{max})	12 A
Corriente eficaz (I_{rms})	$\approx 8,48 \text{ A}$
Frecuencia de operación (f_s)	100 kHz
Rizado de corriente	14 A pico a pico

Estos valores implican un diseño cuidadoso para evitar saturación del núcleo, garantizar un adecuado factor de llenado en la ventana del carrete, y asegurar que las pérdidas se mantengan dentro de límites aceptables desde el punto de vista térmico.

4.3.2. Procedimiento de diseño del inductor

El diseño del inductor se realizó en tres etapas principales: el cálculo de parámetros magnéticos, la estimación de pérdidas y la construcción física del componente.

En primer lugar, a partir de las dimensiones del núcleo EF25 se calcularon el área efectiva (A_e) y la longitud media del camino magnético (l_e). Estos parámetros, obtenidos del catálogo del fabricante o por medición directa, resultan fundamentales para el diseño. Con base en ellos, se aplicó la fórmula de inductancia para determinar el número de vueltas necesario. Posteriormente, se verificó la densidad de flujo máxima en operación, asegurando que se mantuviera dentro del rango permisible del material N87, con el fin de evitar la saturación magnética.

En segundo lugar, se evaluaron las pérdidas en el núcleo y en el cobre del devanado. Para ello se consultaron las curvas de pérdidas específicas por volumen del material N87 mostrado en la Figura 4.12, lo que permitió estimar el comportamiento térmico del inductor a la frecuencia de operación y bajo las condiciones de corriente definidas.

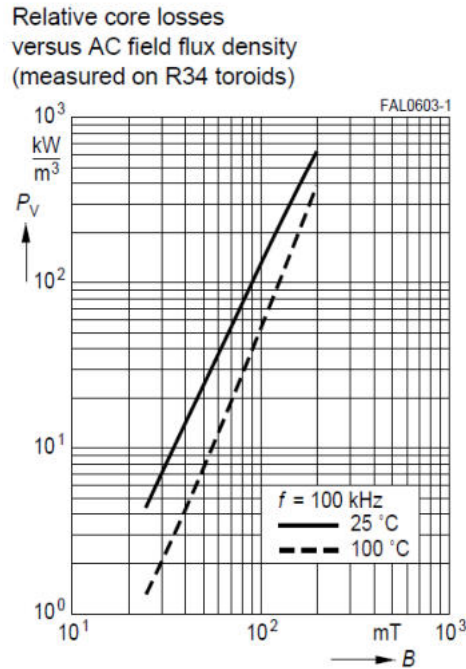


Figura 4.12. Pérdidas específicas por unidad de volumen en el material N87 [42].

Las pérdidas en el cobre se calcularon considerando la ley de Joule y las características del hilo Litz utilizado. Los resultados se presentan en la Tabla 4.8, y su distribución porcentual se ilustra en la Figura 4.13.

Tabla 4.8. Pérdidas estimadas en el inductor.

Pérdidas	Potencia [W]	Porcentaje
Núcleo	0.85	60.5 %
Cobre	0.55	39.5 %
Total	1.40	100 %

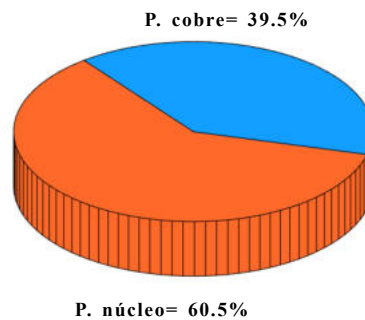


Figura 4.13. Distribución porcentual de pérdidas en el inductor $L_{r_{ext}}$.

Finalmente, se procedió a enrollar el alambre de cobre sobre el carrete del núcleo EF25, respetando el número de vueltas calculado y garantizando un bobinado uniforme, con el fin de minimizar la dispersión y evitar campos parásitos. Se cuidó también el aislamiento entre vueltas y la disposición geométrica para favorecer la disipación térmica.

La Figura 4.14 muestra el inductor construido, el cual fue posteriormente integrado en el circuito de aplicación y sometido a pruebas bajo condiciones reales de operación.



Figura 4.14. Inductor construido sobre núcleo EF25 con material N87.

4.4. Capacitor de resonancia

Para determinar la capacitancia de resonancia requerida, se considera la corriente que circula por la malla del tanque resonante, la cual es de aproximadamente 12 A, así como el voltaje de salida del inversor, estimada en 100 V pico a pico. Con base en estos valores y en el diseño previo, se requiere una capacitancia total de 402 nF.

Dado que la corriente en el tanque resonante puede inducir esfuerzos eléctricos y térmicos considerables en los capacitores, se optó por implementar un arreglo de capacitores en paralelo. Esta configuración permite dividir la corriente entre los diferentes elementos del arreglo, reduciendo así la sollicitación individual sobre cada uno.

Aunque sería posible utilizar un solo capacitor de 400 nF, este tendría que soportar la totalidad de la corriente del circuito, lo que podría comprometer su fiabilidad. De manera similar, usar dos capacitores de 200 nF en paralelo reduciría la corriente por componente a la mitad, pero aún se consideró una corriente excesiva para una operación segura y confiable. Por ello, se decidió utilizar cuatro capacitores de 100 nF conectados en paralelo, como se muestra en la Figura 4.15 lo que permite distribuir equitativamente la corriente entre ellos (2.4 A por capacitor, aproximadamente) y minimizar el estrés eléctrico y térmico sobre cada dispositivo.

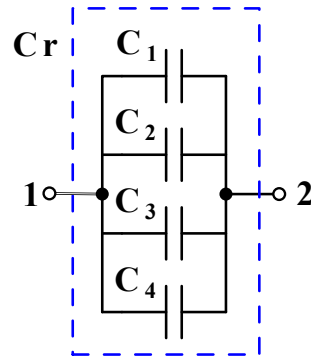


Figura 4.15. Arreglo de capacitores para C_r .

Además, se seleccionaron capacitores del mismo valor nominal y preferentemente, del mismo fabricante, con el fin de asegurar uniformidad en el comportamiento eléctrico y térmico. Asimismo, se verificó que el voltaje nominal de los capacitores excediera el valor pico de operación, para garantizar un margen de seguridad adecuado.

4.5. Diseño del PCB

En este capítulo se describe el proceso de diseño e implementación del circuito impreso (PCB, por sus siglas en inglés) que integra tanto la etapa de control digital como la etapa de potencia del inversor resonante. Se detallan los principales componentes utilizados, sus funciones, cálculos asociados y las adecuaciones necesarias para el correcto funcionamiento del sistema a una frecuencia de conmutación de 100 kHz.

4.5.1. Circuito digital

El circuito digital fue alimentado con una fuente regulada de 5 V, adecuada para los niveles lógicos del microcontrolador *TMS320F28335*. Para proteger las entradas y mejorar la integridad de señal, se utilizó un buffer de la familia lógica HCT modelo *SN74HCT541N* de la Figura 4.16. Este circuito integrado actúa como buffer de línea para los cuatro pulsos de modulación provenientes del DSP, brindando aislamiento lógico y una mejor capacidad de conducción.

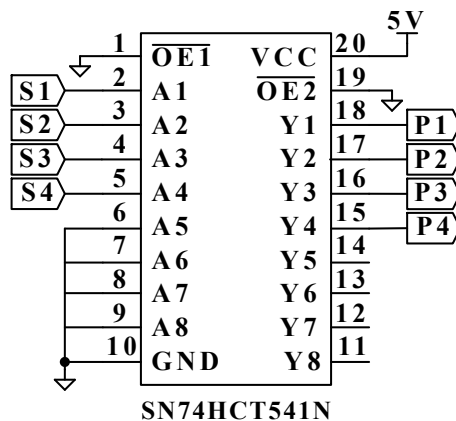


Figura 4.16. Buffer *SN74HCT541N*.

Posteriormente, las señales fueron acopladas ópticamente mediante el *ACPL-3120*, un opto-acoplador de potencia con salida compatible con compuerta MOSFET, como se muestra en la Figura 4.17.

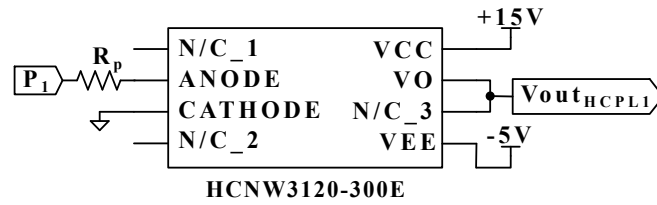


Figura 4.17. Configuración ACPL-3120.

Este dispositivo fue alimentado mediante una fuente aislada *MGJ2D151505SC*, la cual entrega 15 V y -5 V , de acuerdo a la configuración de la Figura 4.18. Para asegurar el correcto funcionamiento del opto-acoplador y reducir el ruido en la alimentación, se colocó un arreglo de capacitores de desacoplo de $10\text{ }\mu\text{F}$ y $0,1\text{ }\mu\text{F}$ en paralelo.

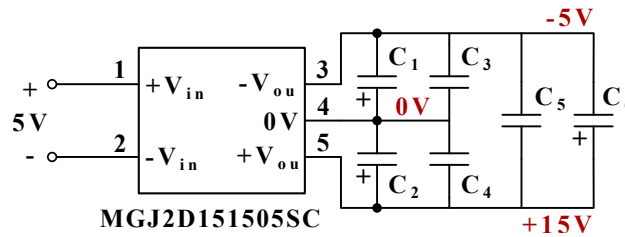


Figura 4.18. Configuración fuente *MGJ2D151505SC*.

Entre el buffer y la entrada del ACPL-3120 se conectó una resistencia limitadora de $270\text{ }\Omega$, calculada para obtener una corriente de entrada de aproximadamente 13 mA , considerando la caída de voltaje directa del diodo emisor del opto-acoplador y el voltaje de alimentación en 4.11.

$$I_f = \frac{V_{in} - V_f}{R} = \frac{5\text{ V} - 1,5\text{ V}}{270\text{ }\Omega} = 12,96\text{ mA} \quad (4.11)$$

A la salida del ACPL-3120 se implementó una configuración de apagado rápido, como el que se muestra en la Figura 4.19 para garantizar una conmutación eficiente de los MOSFET. Se utilizó una resistencia de compuerta (R_g) de $3,6\text{ }\Omega$ en serie, acompañada de un diodo tipo *1N4148* en antiparalelo, con el objetivo de permitir una descarga rápida durante el apagado del interruptor. Asimismo, se colocó una resistencia *pull-down* (R_{pd}) de $2,2\text{ k}\Omega$ para evitar encendidos accidentales del MOSFET debido a cargas flotantes en la compuerta.

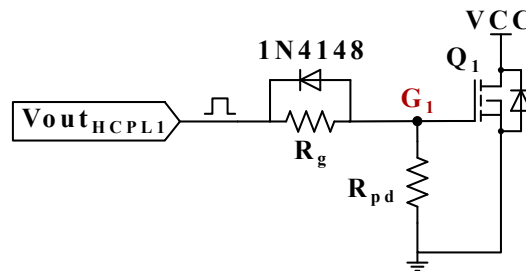


Figura 4.19. Circuito de disparo.

4.5.2. Circuito de potencia

A la entrada de corriente continua de 100 V del inversor se integraron dos capacitores: uno cerámico de 100 nF (104) y uno electrolítico de 470 μ F, ambos con la finalidad de filtrar el rizado y los picos transitorios de voltaje. Además, se conectó en paralelo una resistencia de 10 k Ω para permitir la descarga segura del capacitor al desconectar el sistema. La constante de tiempo asociada a esta red RC es:

$$\tau = R \cdot C = 10 \text{ k}\Omega \cdot 470 \mu\text{F} = 4,7 \text{ s} \quad (4.12)$$

Esta constante permite la descarga del capacitor a niveles seguros en un tiempo adecuado.

Selección de interruptores:

Se eligieron transistores MOSFET tipo N para conformar el puente completo del inversor de la Figura 4.20, debido a su mejor desempeño en aplicaciones de alta frecuencia, donde los IGBT no resultan adecuados por sus mayores tiempos de conmutación. En particular, se utilizó el modelo *IRFP260N*, cuyas principales características se resumen en la Tabla 4.9.

Tabla 4.9. Características eléctricas del MOSFET *IRFP260B*.

Parámetro	Valor
Voltaje máximo de drenaje	200 V
Corriente de drenaje continua	50 A
Resistencia RDS(on)	0,04 Ω
Velocidad de conmutación	180 ns

El inversor se alimenta a partir de un bus de corriente continua de 100 V, al cual se conectaron en paralelo dos capacitores de filtrado: uno de 100 pF, encargado de reducir el ruido de alta frecuencia, y otro de 407 μ F, cuya función es mantener estable el nivel de voltaje de alimentación.

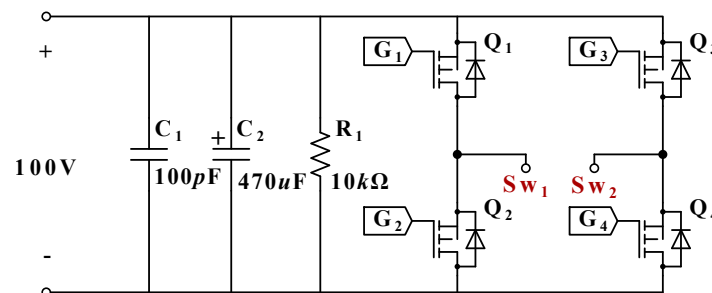


Figura 4.20. Configuración del inversor.

Tanque resonante:

El diseño del tanque resonante incluyó la integración de capacitores conectados en paralelo para lograr la capacitancia deseada de resonancia. Para el inductor resonante exterior ($L_{r_{ext}}$) se utilizó un carrete *EF25*, y para el transformador de aislamiento un núcleo *ETD54*, esta configuración se muestra en el diagrama de la Figura 4.21. Ambos

fueron seleccionados considerando la corriente de salida estimada de hasta 33,36 A en el devanado secundario. Por ello, se diseñaron pistas descubiertas en las zonas críticas del PCB, las cuales fueron posteriormente rellenadas con soldadura para incrementar su capacidad de conducción.

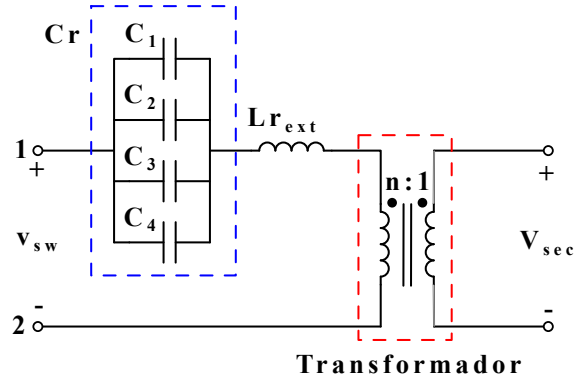


Figura 4.21. Configuración de tanque resonante CLL.

Puente rectificador:

A la salida del transformador se implementó un puente rectificador de onda completa, empleando dos diodos *C3D10060A* conectados en paralelo por rama, para aumentar la capacidad de corriente. Las principales características de estos diodos se encuentran en la Tabla 4.10.

Tabla 4.10. Características eléctricas del diodo *C3D10060A*.

Parámetro	Valor
Voltaje inverso máximo	600 V
Corriente directa	30 A
Tecnología	Carburo de Silicio (SiC)

Esta configuración que se muestra en la Figura 4.22 permite soportar el voltaje de salida de 25 V y una corriente de hasta 33,36 A, cumpliendo con los requerimientos del sistema.

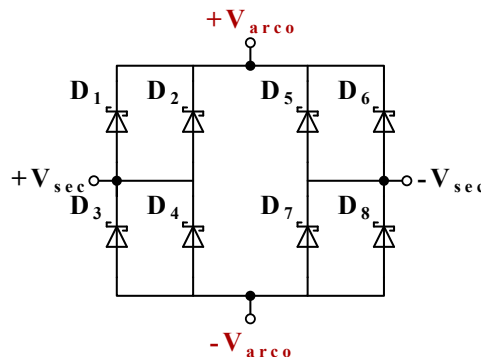


Figura 4.22. Puente rectificador.

Red snubber:

Para mitigar los picos de voltaje generados durante la conmutación, se implementaron redes snubber tipo RC en paralelo con los interruptores como se muestra en la Figura 4.23. Utilizando la herramienta *Power Stage Designer*, se determinó una frecuencia de oscilación (*ringing*) de aproximadamente $22,2\text{MHz}$, que se redujo a 20MHz al conectar un capacitor de 100pF , lo cual permitió estimar los parámetros parásitos del sistema, que se muestran en la Tabla 4.11.

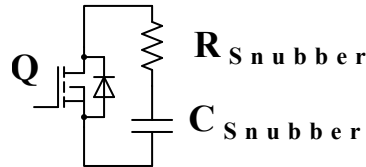


Figura 4.23. Red snubber RC.

Tabla 4.11. Parámetros parásitos del sistema.

Parámetro	Valor
Capacitancia parásita C_0	430pF
Inductancia parásita L_0	$119,3\text{nH}$

A partir de estos datos, se propuso un diseño óptimo de red snubber con los siguientes valores en la Tabla 4.12. Se recomienda ajustar el valor de $R_{snubber}$ hacia valores ligeramente mayores para mejorar el amortiguamiento y reducir aún más el sobre impulso de voltaje.

Tabla 4.12. Parámetros de red snubber $CR_{snubber}$.

Parámetro	Valor
Capacitor C_s	$12,99\text{nF}$
Resistencia R_s	$16,64\Omega$

4.5.3. PCB

Una vez definidas las etapas del diseño del convertidor, se elaboró en *Altium Designer* el diagrama esquemático que integra el circuito de control y la electrónica digital, alimentada a 5V DC , así como la etapa de potencia, alimentada a 100V DC . El esquema completo del sistema se muestra en la Figura 4.24.

A partir de este esquemático, se procedió al diseño del circuito impreso (PCB) en el mismo entorno de software. En esta etapa se llevó a cabo el enrutamiento de los componentes correspondientes a las secciones de control digital y potencia, como se observa en la Figura 4.25.

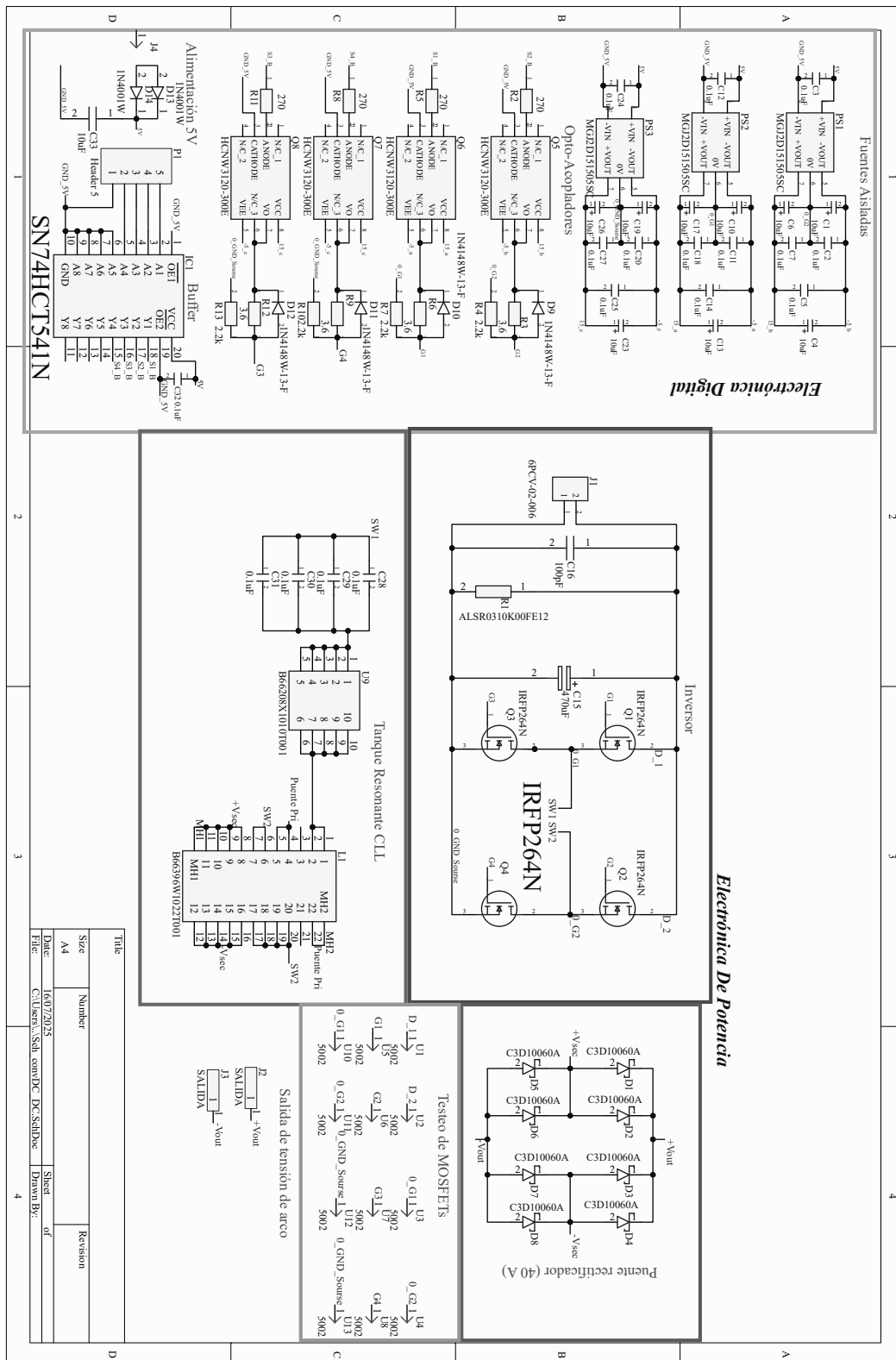


Figura 4.24. Esquemático del diseño de PCB.

A partir de este esquemático, se procedió al diseño del circuito impreso (PCB) en el mismo entorno de software. En esta etapa se llevó a cabo el enrutamiento de los componentes correspondientes a las secciones de control digital y potencia, como se observa en la Figura 4.25.

Para garantizar un enrutamiento adecuado en la sección de potencia, se aplicaron los lineamientos de la norma IPC-2221 [43], la cual establece los criterios para dimensionar el grosor de las pistas y así asegurar que puedan conducir la corriente sin sobrecalentamientos. La norma indica que el área mínima necesaria para una pista que transporta una corriente I se obtiene mediante la Ecuación 4.13:

$$A_{\text{pista}} = \left(\frac{I}{k (\Delta T)^{0,44}} \right)^{\frac{1}{0,725}} \quad (4.13)$$

donde:

- I es la corriente que circula por la pista [A].
- A_{pista} es el área transversal de la pista [mil^2].
- ΔT es el incremento de temperatura permitido [$^{\circ}\text{C}$].
- k es una constante definida como:

$$k = \begin{cases} 0,048 & \text{para pistas en capas externas,} \\ 0,024 & \text{para pistas en capas internas.} \end{cases}$$

El ancho de la pista se determina a partir del área calculada, considerando el grosor de cobre empleado en la placa, según la Ecuación 4.14:

$$Ancho_{\text{pista}} = \frac{A_{\text{pista}}}{Grosor_{\text{pista}} \times 1,378} \quad (4.14)$$

El grosor de cobre ($Grosor_{\text{pista}}$) depende del fabricante de la PCB y suele variar entre 1 y 3 oz/ft^2 . En este caso se utilizó un grosor de 1 oz/ft^2 y un incremento de temperatura de 35 $^{\circ}\text{C}$. Para el cálculo se consideraron dos condiciones: antes del transformador, con una corriente de 15 A (sobredimensionada), y después del transformador, con una corriente de 40 A. Los valores obtenidos de ancho mínimo de pista se muestran en la Tabla 4.13.

Tabla 4.13. Grosor de pistas mínimo en el circuito de potencia

Corriente (A)	Grosor de pista (mil)	Grosor de pista (mm)
15	231.6	5.88
40	896	22.76

Con estos valores se completó el enrutamiento del PCB, representado en la Figura 4.25. Asimismo, se generó una vista tridimensional del diseño, presentada en la Figura 4.26.

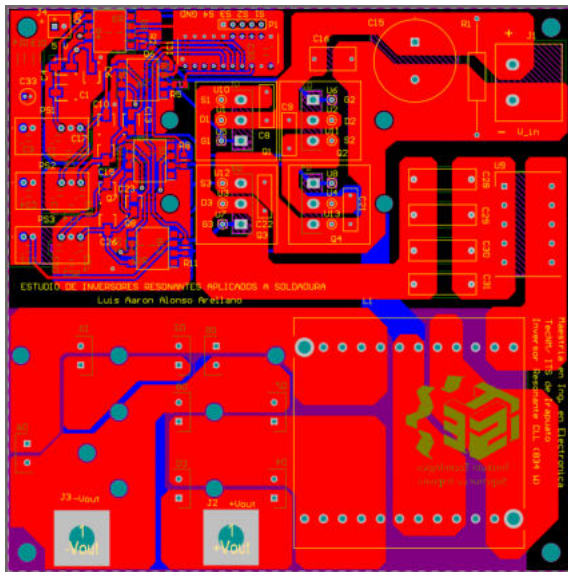


Figura 4.25. Modelo del PCB en 2D.

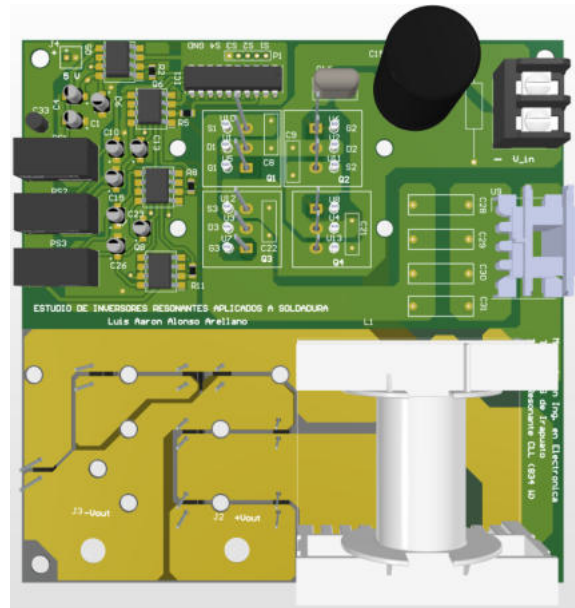


Figura 4.26. Modelo del PCB en 3D.

Finalmente, en la Figura 4.27 se muestra el convertidor implementado físicamente. Las pistas por las que circulan corrientes de 36.4 A se dejaron descubiertas, es decir, sin máscara antisoldante, con el fin de estañarlas y aumentar el área efectiva de conducción.

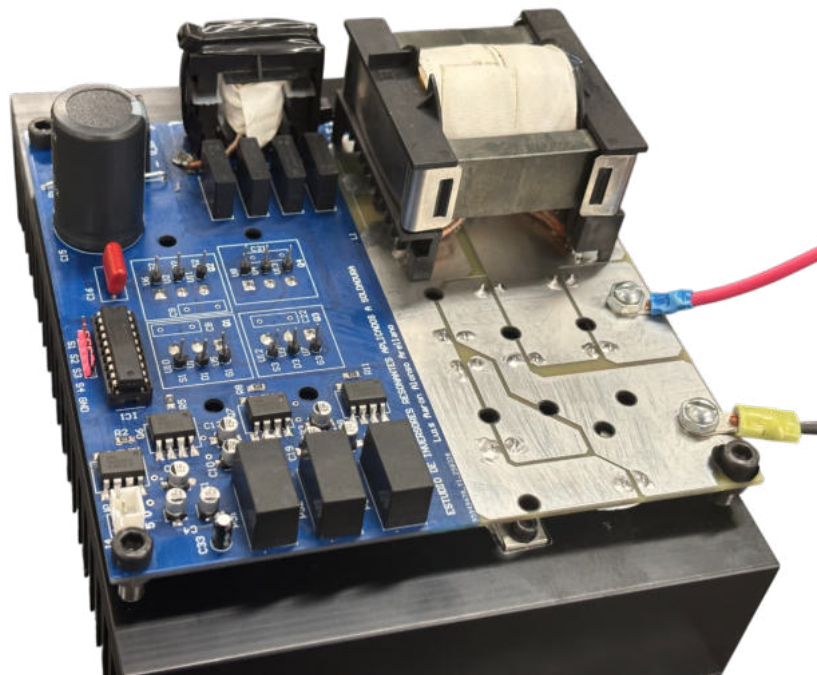


Figura 4.27. Implementación física del PCB.

CAPÍTULO 5.

RESULTADOS EXPERIMENTALES

Este capítulo presenta los resultados a partir de las pruebas experimentales realizadas sobre uno de los módulos de potencia desarrollados, así como la implementación de dos módulos entrelazados. El objetivo principal fue validar la operación del inversor resonante a través de una modulación PWM implementada en un microcontrolador digital, así como observar el comportamiento de salida del sistema bajo condiciones de baja y alta potencia.

5.1. Un módulo de potencia

En esta etapa, se realizaron pruebas a baja potencia sobre un solo módulo de potencia (PM), con el fin de verificar el correcto funcionamiento de la modulación y las señales de control del inversor antes de operar a potencia nominal.

5.1.1. Modulación de un PM

En una etapa inicial del desarrollo se empleó un microcontrolador ESP32 para generar las señales PWM y validar el principio de funcionamiento del convertidor a baja potencia. Esta plataforma resultó útil para las primeras pruebas por su facilidad de programación y disponibilidad de periféricos básicos. Sin embargo, al escalar el sistema hacia un inversor de puente completo operando a 100 kHz y con requisitos estrictos de control de tiempos muertos y sincronización entre ramas, comenzaron a evidenciarse varias limitaciones: menor resolución y estabilidad temporal de las señales PWM, presencia de *jitter* asociado al sistema operativo y a otras tareas internas del microcontrolador, número reducido de salidas complementarias verdaderamente sincronizadas y carencia de mecanismos de protección dedicados típicos de los controladores para electrónica de potencia (zonas de disparo, comparadores rápidos, etc.).

Debido a lo anterior, se decidió migrar a un controlador digital específico para aplicaciones de potencia y utilizar un inversor dedicado, con el objetivo de garantizar una modulación más precisa, un funcionamiento más robusto ante perturbaciones y una plataforma con mejores prestaciones para la implementación futura de lazos de control en tiempo real y esquemas de protección avanzados.

La generación de señales PWM (Pulse Width Modulation) fue implementada mediante el software Code Composer Studio (CCS), utilizando lenguaje de programación en C. El controlador digital empleado fue una tarjeta de procesamiento de señal digital (DSP, por sus siglas en inglés), modelo TMDSCNCD28335, que integra el microcontrolador TMS320F28335 de Texas Instruments, perteneciente a la familia C2000. Este DSP es ampliamente utilizado en aplicaciones de electrónica de potencia debido a sus periféricos de alto rendimiento, entre ellos los módulos ePWM.

El módulo ePWM (Enhanced Pulse Width Modulator) es un periférico especializado que permite generar señales PWM con gran precisión. Cada módulo ePWM puede generar una señal principal y su complementaria, con control individual de tiempos muertos, sincronización, y capacidad para modos de conmutación avanzada como centrosimétrica o fase desplazada. Para este proyecto, se configuró un módulo ePWM con una frecuencia de conmutación de 100 kHz y un tiempo muerto (dead time) de 500 ns entre la señal principal y su complementaria.

Este tipo de configuración es esencial en topologías de inversores puente completo, ya que permite evitar la conducción simultánea de los transistores superiores e inferiores de una misma rama, lo que podría provocar un cortocircuito en el bus de continua (shoot-through).

El código en lenguaje C utilizado para generar dichas señales se encuentra incluido en el Anexo C, y corresponde a la configuración del módulo ePWM1, cuyos pines de salida fueron asignados a los GPIO correspondientes al inversor.

A la salida del microcontrolador TMS320F28335 se obtienen las señales de control necesarias para activar los interruptores de cada rama del inversor (S_1 , S_2 , S_3 y S_4). Estas señales pueden observarse en la Figura 5.1, donde se verifica su correcta generación y sincronización.

Para garantizar que el tiempo muerto se está aplicando correctamente, se realizó una medición de las señales entre compuerta y fuente (G-S) de los interruptores correspondientes a la Rama 1 del inversor. En la Figura 5.2 se muestra claramente el retardo temporal entre las señales complementarias, lo cual confirma la presencia del tiempo muerto de 500 ns programado.

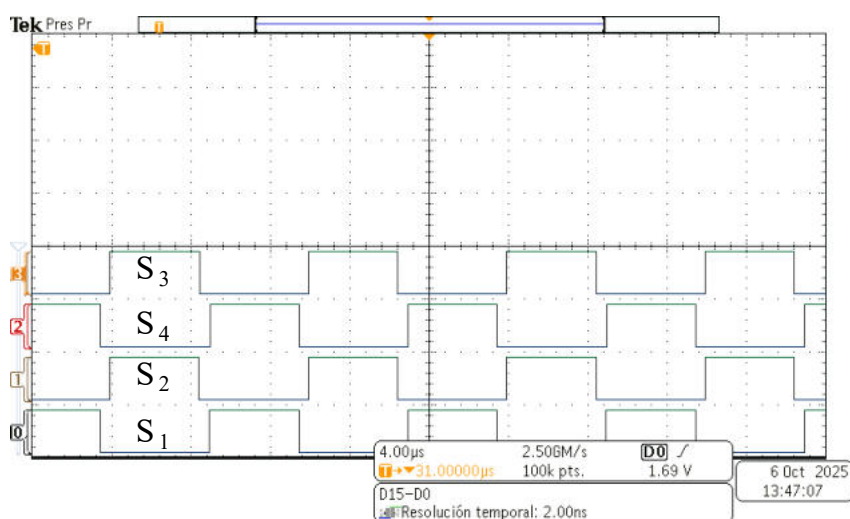


Figura 5.1. Modulación generada por el microcontrolador TMS320F28335.

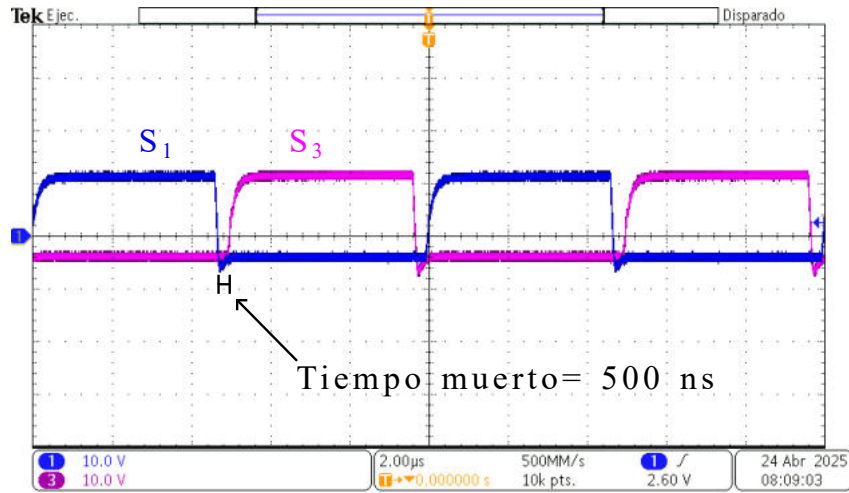


Figura 5.2. Pulsos G-S de la rama 1 del inversor.

5.1.2. Resultados experimentales: PM (baja potencia)

Se llevó a cabo la implementación física del módulo de potencia, al cual se le realizaron pruebas de funcionamiento. En este caso en la Figura 5.3 se muestra el prototipo donde se desarrollaron dichas pruebas, considerando su fuente de alimentación de CD, el microcontrolador TMS320F28335 del cual se obtiene la modulación de control para el PM y finalmente este conectado a una carga electrónica de la marca BK PRECISION modelo 8602 que soporta hasta 200 W.

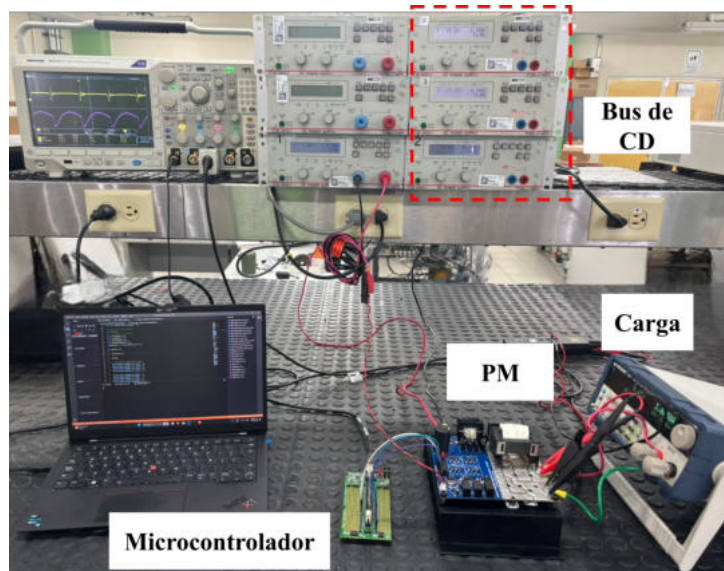


Figura 5.3. Prototipo experimental del módulo de potencia.

Las pruebas experimentales se realizaron con base en los parámetros de diseño definidos previamente y mostrados en la Tabla 3.3. Sin embargo, debido a la limitación en la capacidad de disipación de potencia de la carga disponible, no fue posible efectuar las pruebas con la carga nominal prevista. Para solventar esta restricción, se ajustó la resistencia equivalente del arco (R_{arc}) a un valor de 3Ω .

Con el fin de verificar el correcto funcionamiento del módulo de potencia (PM) y asegurar que cada interruptor MOSFET opere adecuadamente, se realizaron mediciones entre las terminales drenaje (D) y fuente (S) para obtener la voltaje V_{D-S} , así como la corriente que circula a través del diodo antiparalelo correspondiente. Estas mediciones permiten comprobar la presencia de conmutación suave por voltaje (*Zero Voltage Switching*, ZVS) durante el encendido del dispositivo.

En la Figura 5.4 se observa que la corriente del tanque resonante se retrasa respecto al voltaje del inversor. Este desfase provoca que, justo antes de que el MOSFET Q1 se encienda, su voltaje de drenaje-fuente ($V_{D-S,Q1}$) haya disminuido prácticamente a cero, ya que el diodo antiparalelo del MOSFET complementario se encuentra conduciendo de acuerdo a la corriente ($I_{Diodo,Q1}$). En consecuencia, el transistor se enciende con voltaje nulo (ZVS), lo que evita pérdidas por conmutación, mejora la eficiencia y reduce el esfuerzo térmico del dispositivo.

Durante el apagado, en cambio, se presenta una conmutación dura (*Hard Switching*, HS). En la Figura 5.5 se muestra la potencia disipada durante la conmutación suave (ZVS) es prácticamente nula, mientras que en la conmutación dura (HS) se observa un sobrepico de aproximadamente 150 W

De forma similar, en la Figura 5.6 se presentan las mediciones correspondientes al MOSFET Q3, donde se confirma nuevamente la conmutación ZVS durante el encendido y la HS durante el apagado. La Figura 5.7 muestra que la potencia disipada alcanza aproximadamente 166 W en la transición de apagado.

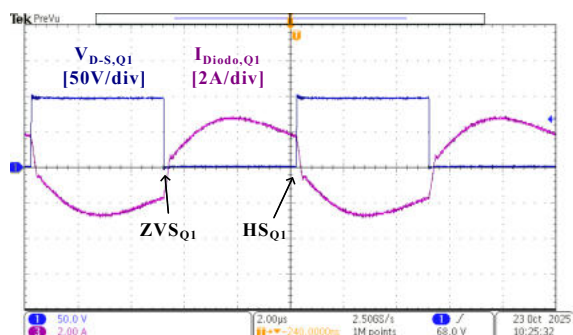


Figura 5.4. Voltaje y corriente del diodo antiparalelo de Q1 en condición ZVS.

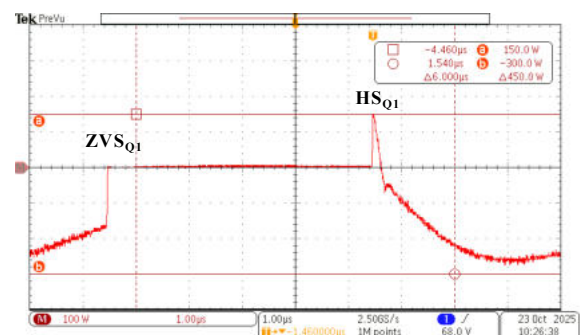


Figura 5.5. Potencia disipada en Q1 bajo ZVS y HS.

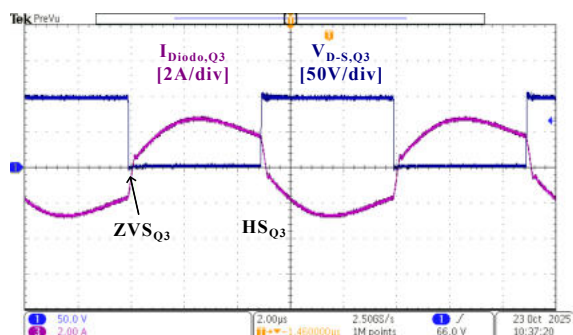


Figura 5.6. Voltaje y corriente del diodo antiparalelo de Q3 en condición ZVS.

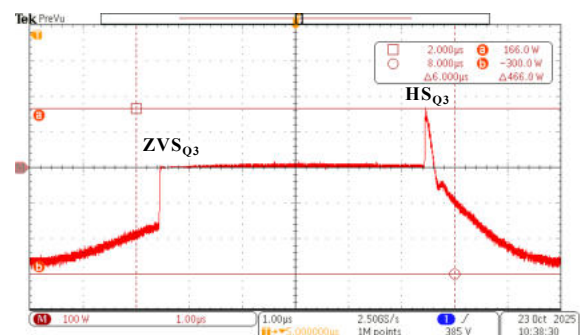


Figura 5.7. Potencia disipada en Q3 bajo ZVS y HS.

En la Figura 5.8 se muestra la forma de onda de voltaje cuadrada generada a la salida del inversor en puente H (V_{sw}), la cual presenta un valor máximo de 100 V pico.

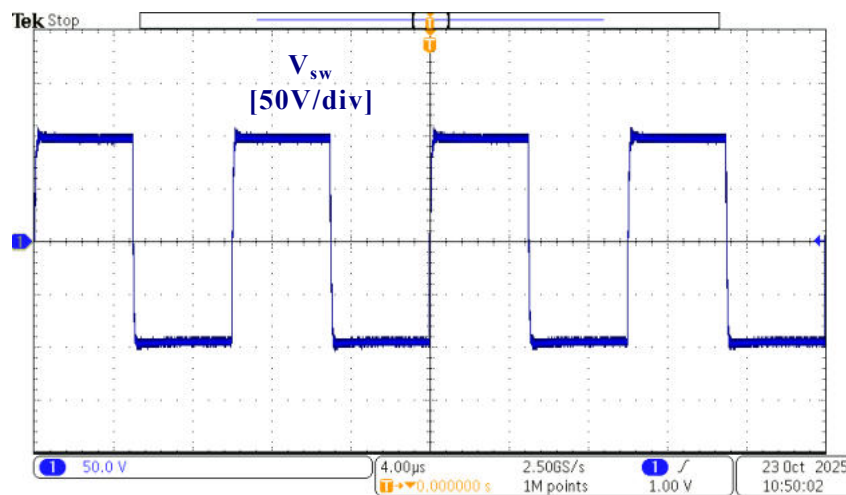


Figura 5.8. Voltaje de salida del inversor en configuración puente H.

La Figura 5.9 muestra la corriente que circula a través del tanque resonante, cuyo valor máximo es de aproximadamente 2.96 A pico. Esta corriente es la misma que fluye por el devanado primario del transformador de alta frecuencia.

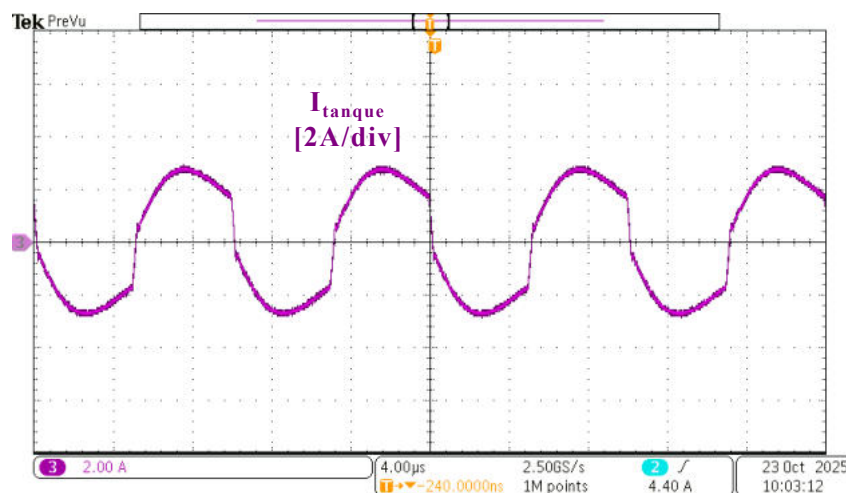


Figura 5.9. Corriente que fluye en el tanque resonante del módulo de potencia (PM).

Finalmente, al realizar mediciones a la salida del PM bajo carga, se obtuvo una corriente de salida de aproximadamente 11.6 A pico y un voltaje de 25 V, como se observa en la Figura 5.10. Estas formas de onda fueron comparadas con las obtenidas en simulación, confirmando la coherencia del comportamiento experimental con el modelo teórico bajo condiciones de baja potencia.

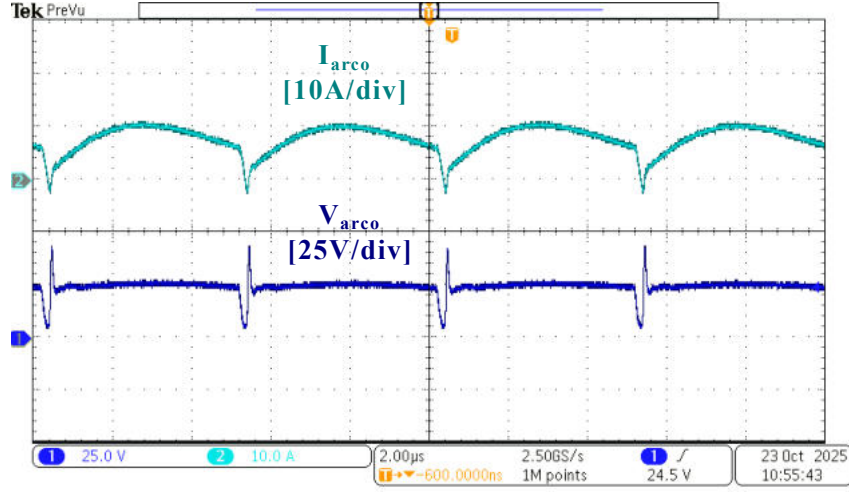


Figura 5.10. Voltaje y corriente del arco medidas a la salida del módulo de potencia (PM).

Para validar el desempeño del sistema, se implementaron dos módulos de potencia denominados PM1 y PM2, ambos con las mismas características eléctricas y constructivas. A cada módulo se le aplicaron las pruebas experimentales descritas anteriormente, bajo las mismas condiciones de operación y carga, con el propósito de comparar su comportamiento y determinar su eficiencia individual.

A partir de las mediciones de voltaje y corriente en las etapas de entrada y salida de cada módulo, se calcularon las potencias correspondientes y, con ellas, la eficiencia mediante la relación:

$$\eta = \frac{P_{salida}}{P_{entrada}} \times 100. \quad (5.1)$$

Los resultados experimentales se resumen en la Tabla 5.1.

Tabla 5.1. Comparativa de potencia y eficiencia de los módulos de potencia.

Módulo	Potencia de entrada [W]	Potencia de salida [W]	Eficiencia [%]
PM1	213.68	194.40	90.98
PM2	209.50	193.48	92.35

Como puede observarse, ambos módulos presentan una eficiencia superior al 90 %, lo que confirma el correcto funcionamiento del diseño y la efectividad de la conmutación suave (ZVS) implementada. Las ligeras diferencias entre los valores pueden atribuirse a variaciones en las pérdidas por conmutación, dispersión magnética o tolerancias en los componentes del tanque resonante.

5.1.3. Resultados experimentales: un PM (alta potencia)

Para la validación experimental de un solo PM a máxima, se conectó una carga resistiva formada por varias resistencias cerámicas en configuración serie-paralelo, obteniendo un valor equivalente de $0,5118 \Omega$. El cableado entre el convertidor y la carga introduce una inductancia parásita de aproximadamente $0,543 \mu\text{H}$. La instalación empleada durante las pruebas se presenta en la Figura 5.11.

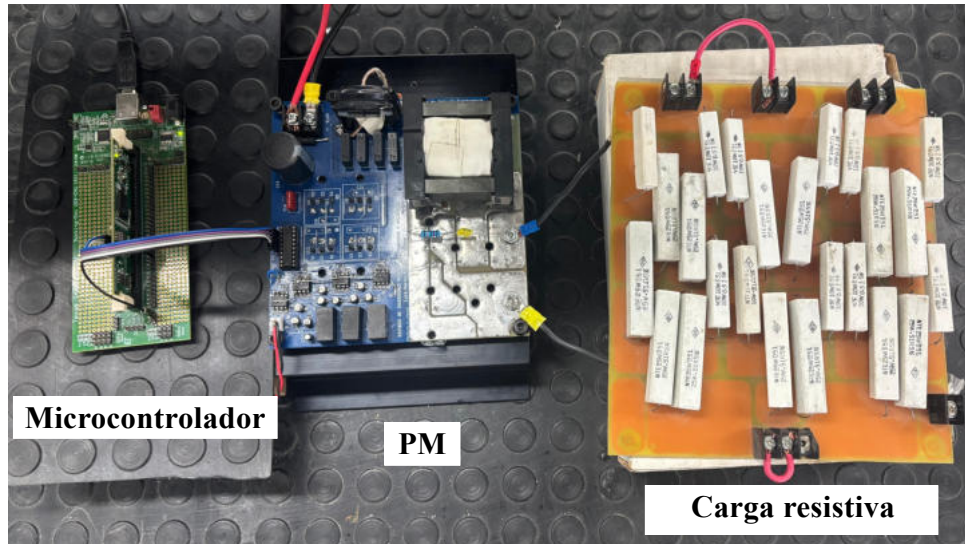


Figura 5.11. Configuración experimental para la evaluación de un PM con carga RL.

Durante la operación, el módulo entregó un voltaje de arco de $18.8 V_{rms}$ y una corriente de arco de $33.2 A_{rms}$, lo que corresponde a una potencia de salida de $624.14 W$ promedio. Por su parte, la potencia medida en la entrada del convertidor fue de $682.66 W$ promedio. Con base en estos valores, la eficiencia obtenida para el módulo operando de manera individual fue de 91.43% . La Figura 5.12 muestra las señales de voltaje y corriente medidas durante la prueba.

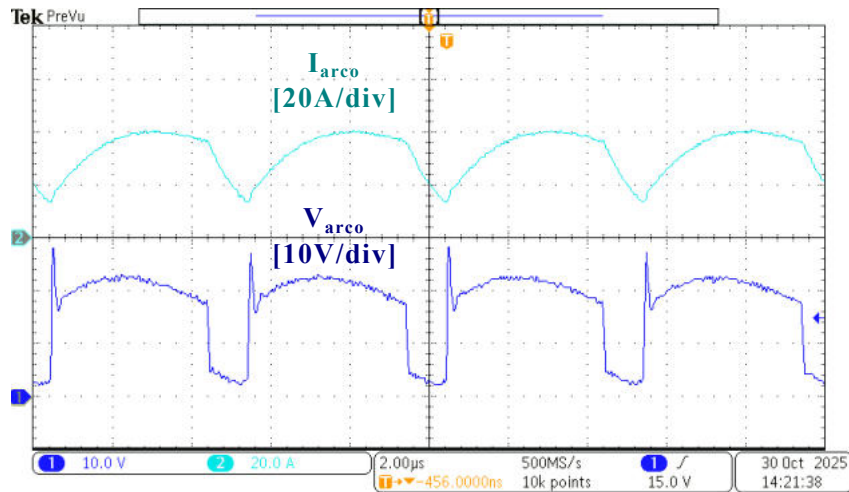


Figura 5.12. Formas de onda de I_{arco} y V_{arco} en un PM, con carga RL.

Para referencia, se realizaron simulaciones del sistema bajo las mismas condiciones de carga e inductancia parásita, obteniéndose una potencia máxima de $697,5 W$. La Figura 5.13 muestra las formas de onda simuladas, las cuales presentan una concordancia favorable con los resultados medidos. Aunque pueden observarse ligeras variaciones en amplitud y pendiente debido a las pérdidas reales del sistema y las no idealidades del montaje experimental, la dinámica general coincide de manera adecuada, lo cual confirma la validez del modelo empleado.

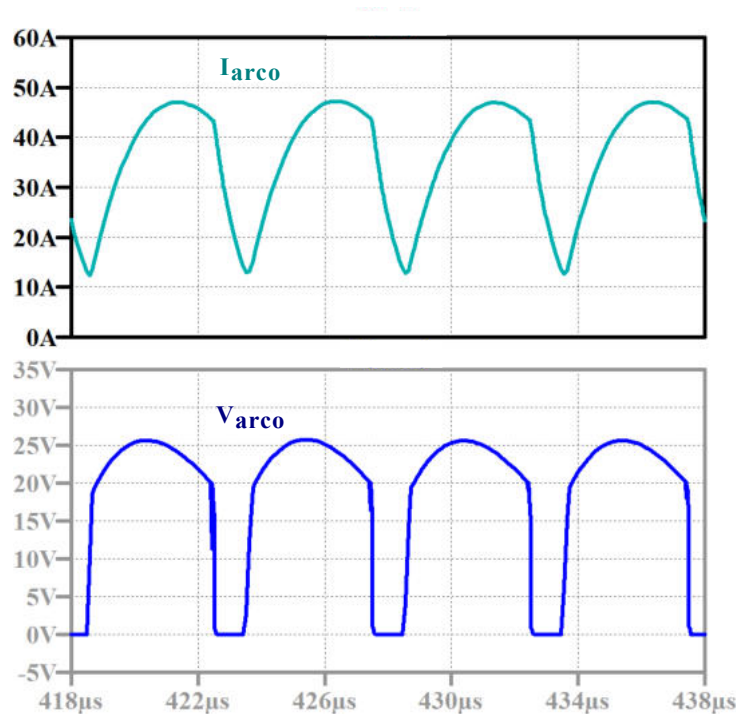


Figura 5.13. Formas de onda obtenidas en simulación para un PM bajo carga RL.

Es importante destacar que este módulo fue diseñado para operar como parte de un sistema entrelazado de dos PM. Sin embargo, en esta sección únicamente se presentan los resultados correspondientes a la operación de un módulo de manera independiente; la evaluación del sistema entrelazado completo se detalla en la siguiente sección.

5.2. Dos módulos de potencia en paralelo y entrelazados

Una vez comprobado el correcto funcionamiento del módulo de potencia individual, se procedió a replicar su diseño con el objetivo de obtener dos módulos idénticos. Es importante mencionar que, aunque ambos inversores son equivalentes en su estructura general, pueden presentarse ligeras variaciones en los valores de los componentes del tanque resonante. Estas diferencias se deben principalmente a la fabricación manual de algunos elementos, pero no afectan de manera significativa el desempeño global del sistema.

5.2.1. Modulación de dos módulos entrelazados

Para la implementación del sistema entrelazado, se utilizó nuevamente el microcontrolador *TMS320F28335* de Texas Instruments, programado mediante el entorno *Code Composer Studio* (CCS) en lenguaje C. En este caso, los módulos *ePWM* fueron configurados para generar las señales de control de ambos inversores, los cuales se conectan en paralelo a la misma carga.

El entrelazado se logra al programar el segundo inversor con un desfase de 90° respecto al primero. De esta manera, las señales de conmutación de cada módulo se activan en distintos instantes del ciclo de conmutación, reduciendo el rizado de la corriente total

suministrada a la carga.

El código fuente completo correspondiente a la configuración de los módulos *ePWM* para ambos inversores se incluye en el Anexo D, donde se detallan las rutinas empleadas para la generación, sincronización y desfase de las señales de control. La Figura 5.14 muestra las formas de onda generadas para cada interruptor de los inversores (a) y (b), donde se aprecia claramente el desfase de 90° entre ambos conjuntos de señales.

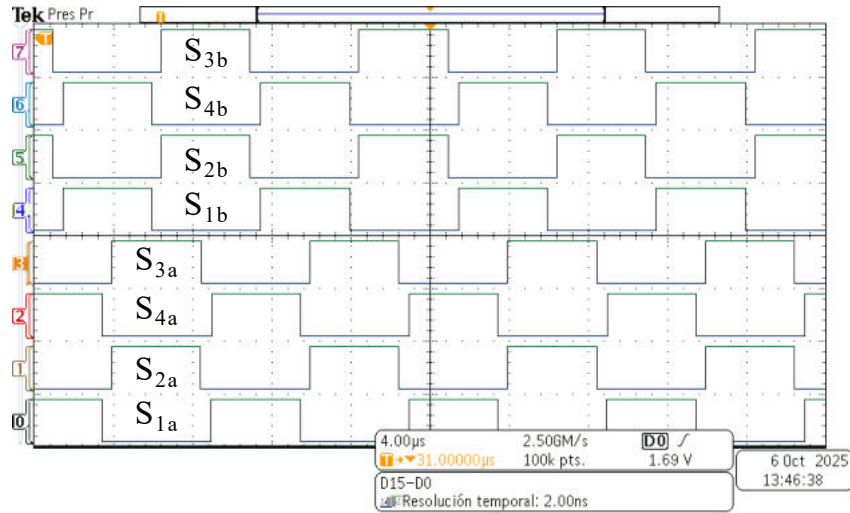


Figura 5.14. Modulaci3n de dos m3dulos de potencia entrelazados (desfasados 90°).

5.2.2. Resultados experimentales: dos PM entrelazados (baja potencia)

Para obtener los resultados experimentales del inversor entrelazado, se realiz3 la conexi3n en paralelo de los convertidores PM1 y PM2, utilizando la misma carga electr3nica de 3Ω empleada en las pruebas individuales. En la Figura 5.15 se muestra el montaje experimental implementado en el laboratorio.

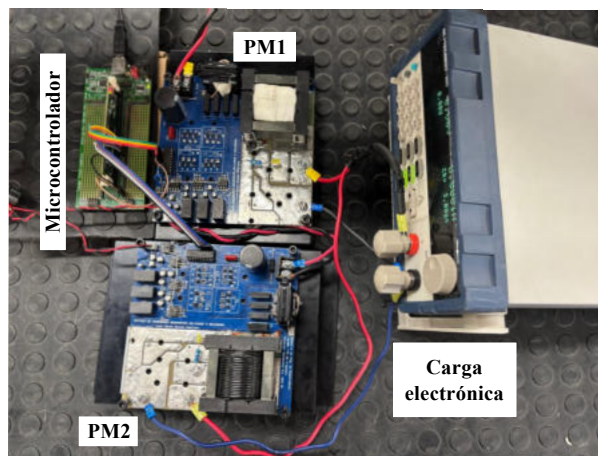


Figura 5.15. M3dulos entrelazados a baja potencia.

El voltaje de arco (V_{arco}) obtenida en esta configuraci3n se mantiene pr3cticamente constante alrededor de los 25 V, como se observa en la Figura 5.16. Este comportamiento

indica una correcta distribución de potencia entre ambos módulos, evitando caídas de voltaje o desbalances significativos.

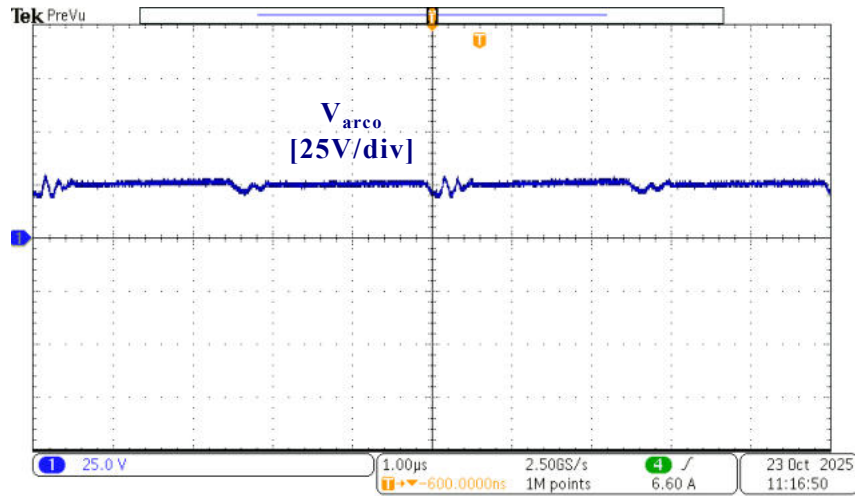


Figura 5.16. Voltaje de arco obtenida en la configuración entrelazada.

En la Figura 5.17 se muestran las corrientes individuales de salida de cada módulo (I_{PM1} e I_{PM2}), así como la corriente total resultante del entrelazado (I_{arco}). Se observa que las corrientes de los módulos se encuentran desfasadas 90° , tal como se programó en el controlador, y que su suma produce una corriente total de aproximadamente 10 A pico, con un rizado notablemente menor en comparación con el obtenido con un solo módulo.

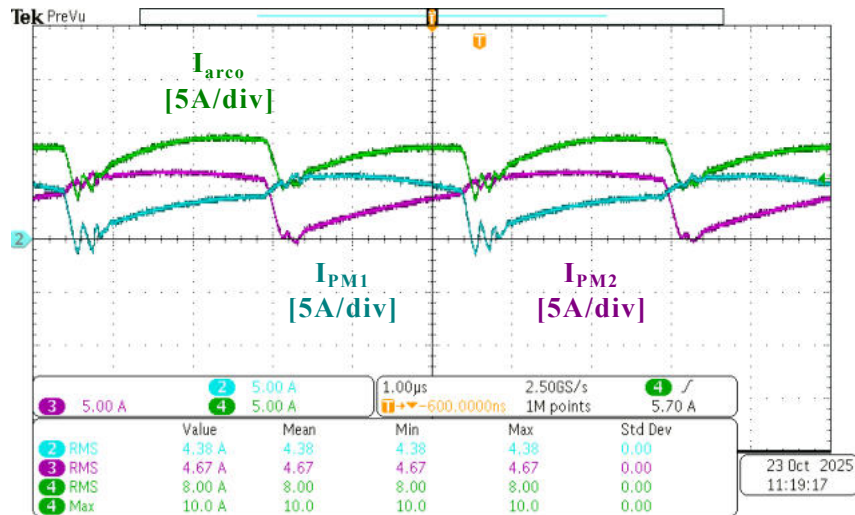


Figura 5.17. Corrientes de salida de los módulos y corriente total resultante del entrelazado.

5.2.3. Resultados experimentales: dos PM entrelazados (alta potencia)

De forma similar al caso anterior, donde se evaluó un solo módulo de potencia (PM) con carga resistiva, se identificó la presencia de una inductancia parásita generada por los conductores que interconectan los dos convertidores en paralelo. Para este montaje, dicha

inductancia tiene un valor de $0.354 \mu\text{H}$, mientras que la resistencia asociada se mantiene en 0.5118Ω . La Figura 5.18 muestra el banco de pruebas utilizado para la evaluación de los dos PMs conectados en paralelo y operando en modo entrelazado.

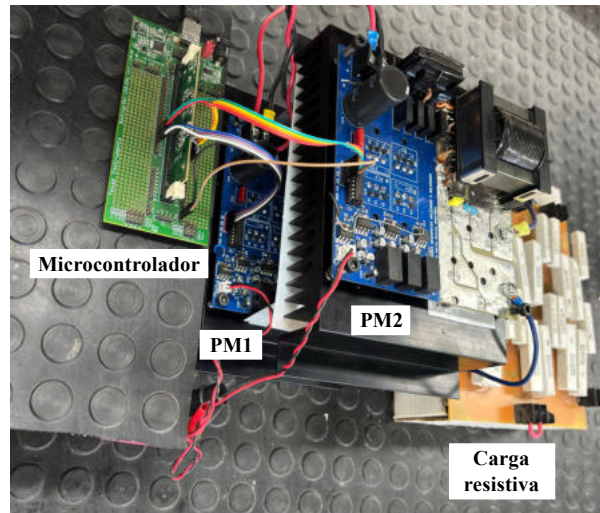


Figura 5.18. Configuración entrelazado con carga RL.

Durante la operación en paralelo, ambos módulos suministraron voltaje y corriente al sistema de carga. El efecto del entrelazamiento se refleja claramente en la corriente total de salida, la cual muestra una reducción significativa en su rizado gracias al desfase de 90° entre las señales de los dos módulos. En la Figura 5.19 se presenta la forma de onda de voltaje en el arco, mientras que la Figura 5.20 muestra las corrientes individuales de cada módulo (I_{PM1} e I_{PM2}), así como la corriente total de arco (I_{arco}), resultante de su suma.

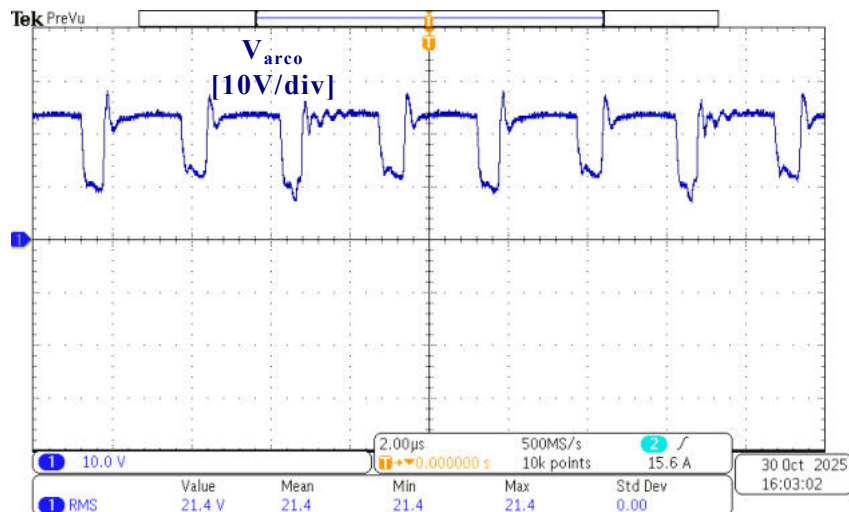


Figura 5.19. Voltaje de arco V_{arco} bajo carga RL.

Como se observa, el comportamiento experimental coincide con el principio de operación de los sistemas entrelazados: las ondulaciones de corriente generadas por cada módulo se compensan parcialmente, reduciendo el rizado y mejorando la calidad de la señal de salida. En este ensayo se obtuvo un voltaje de arco de 21.4 rms y una corriente máxima de 44.8 A ($38 A_{rms}$), lo que corresponde a una potencia máxima de 1120 W, con

una potencia promedio de aproximadamente 813 W.

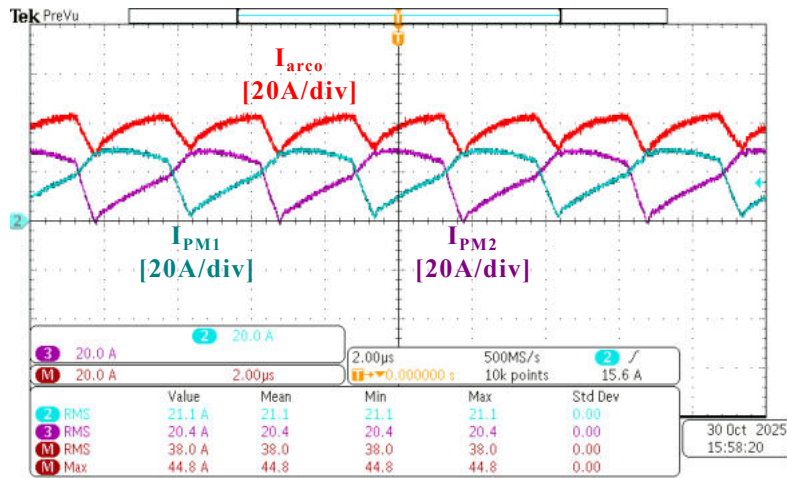


Figura 5.20. Corrientes individuales $I_{PM1,2}$ y corriente total de arco I_{arco} para dos PMs entrelazados con carga RL.

Finalmente, se compararon las señales medidas experimentalmente con las obtenidas mediante simulación bajo las mismas condiciones de operación. La Figura 5.21 muestra las formas de onda simuladas, las cuales presentan una alta correspondencia en forma, magnitud y comportamiento dinámico con las señales reales, validando nuevamente la precisión del modelo propuesto.

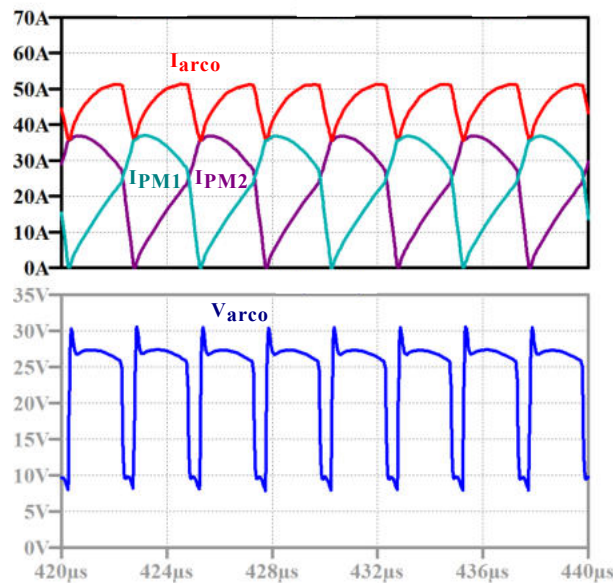


Figura 5.21. Formas de onda obtenidas en simulación para dos PMs entrelazados bajo carga RL.

5.3. Resumen de resultados

La Tabla 5.2 resume los valores más representativos obtenidos en las pruebas experimentales y los compara con los resultados de simulación para uno y dos módulos PM.

En general, ambos conjuntos de datos presentan buena concordancia, especialmente en condiciones de baja potencia.

En alta potencia se observan diferencias ligeramente mayores, principalmente por pérdidas no modeladas, efectos térmicos y la presencia de inductancias parásitas en el montaje físico. Aun así, las tendencias de voltaje, corriente y potencia coinciden con lo esperado y validan el comportamiento del inversor resonante en las configuraciones evaluadas. Estos resultados confirman que el prototipo opera conforme al análisis previo y que el modelo empleado para la simulación representa adecuadamente el desempeño real del sistema.

Tabla 5.2. Resumen de resultados experimentales y de simulación para uno y dos módulos PM.

Núm. de módulos	Condición	Experimentales			Simulación		
		Vrms (V)	Irms (A)	Pot. (W)	Vrms (V)	Irms (A)	Pot. (W)
Un PM	Baja potencia	25	8.3	207.5	25.8	8.6	221.88
	Alta potencia	18.8	33.2	624.16	20.6	37.4	770.44
Dos PMs	Baja potencia	25	8	200	26.4	8.8	232.32
	Alta potencia	21.4	38	813.2	24.74	46.6	1152.884

CAPÍTULO 6. CONCLUSIONES

El desarrollo de este trabajo permitió cumplir la mayoría de los objetivos planteados. Sin embargo, el sistema no logró realizar un proceso completo de soldadura, por lo que el objetivo de “diseñar e implementar un inversor resonante capaz de utilizarse en soldadura” no se alcanzó en su totalidad. Aun así, los resultados experimentales y de simulación demostraron la viabilidad del inversor resonante propuesto y su potencial para integrarse en futuras fuentes de soldadura. Las principales conclusiones se presentan a continuación:

- El inversor resonante diseñado e implementado alcanzó una eficiencia entre 91 % y 92.3 % en condiciones de baja y alta potencia. Estos valores se encuentran dentro del rango superior reportado en la literatura (88–95 %), lo que posiciona al prototipo dentro del estado del arte, aun cuando fue desarrollado con componentes comerciales y bajo un enfoque experimental.
- El método de diseño basado en la potencia real del inversor permitió obtener valores de inductancias más precisos desde la fase preliminar, reduciendo ajustes posteriores y mejorando la reproducibilidad del diseño. Las simulaciones y mediciones experimentales validan la precisión de este enfoque.
- La operación a alta frecuencia permitió reducir el tamaño del transformador, disminuir los esfuerzos eléctricos sobre los semiconductores y minimizar los requerimientos del filtro de salida, lo que resultó en un sistema más compacto y con menores pérdidas.
- Las simulaciones en LTspice mostraron una alta correspondencia con las mediciones experimentales, validando el comportamiento del tanque resonante, el rectificador y el filtro de salida según el análisis teórico.
- Durante las pruebas con carga electrónica, el sistema mantuvo un voltaje estable debido al lazo interno de regulación, a diferencia de las pruebas con resistencias físicas, donde se manifestó el carácter pulsante de la señal rectificada. Esta comparación permitió evidenciar diferencias prácticas entre cargas activas y pasivas en el análisis de convertidores resonantes.
- En pruebas de alta potencia se observó la influencia de inductancias parásitas en el cableado y montaje físico, provocando que el sistema operara momentáneamente como una fuente de corriente. Esto permitió identificar limitaciones del prototipo y aspectos críticos a considerar en futuras implementaciones.
- Las formas de onda de voltaje y corriente obtenidas experimentalmente mostraron gran similitud con las simulaciones, confirmando que el prototipo opera en el régimen resonante deseado y que los elementos principales cumplen su función.
- No se realizaron pruebas de soldadura, ya que el prototipo opera en lazo abierto y presenta variaciones bruscas ante cargas altamente no lineales como el arco eléctrico. Bajo estas condiciones, se correría el riesgo de dañar el equipo. Esto explica por qué el inversor aún no alcanza la corriente dinámica requerida para fundir el electrodo, lo cual se considera la principal limitación del presente desarrollo.

Este trabajo muestra que el inversor resonante propuesto es una alternativa viable para desarrollar fuentes de soldadura compactas y eficientes. Aunque el sistema aún no realiza soldadura, los resultados experimentales confirman el correcto funcionamiento del

convertidor y permiten definir con claridad los ajustes necesarios para llevarlo a una versión totalmente operativa.

6.1. Trabajos futuros

El hecho de que el sistema no lograra realizar soldadura permite identificar las áreas que deben mejorarse para alcanzar este objetivo. Será necesario considerar con mayor detalle los efectos de los elementos parásitos presentes en el cableado y en el montaje, ya que influyen directamente en el comportamiento del tanque resonante. También se requiere completar la implementación de los tres módulos entrelazados y validar su operación conjunta para aumentar la capacidad de corriente del convertidor.

Otro paso importante es desarrollar un sistema de control en lazo cerrado que permita regular la corriente de arco y estabilizar el proceso de soldadura, algo que no es posible en lazo abierto. Una vez integrados estos elementos, deberá verificarse experimentalmente si el convertidor puede generar un arco estable y alcanzar la corriente necesaria para fundir el electrodo.

Finalmente, se considera conveniente incorporar una etapa de corrección del factor de potencia para permitir la conexión segura del prototipo a la red y mejorar la calidad de energía. En conjunto, estos trabajos permitirán avanzar hacia una versión del sistema completamente funcional para aplicaciones de soldadura.

6.2. Productividad

Durante el desarrollo de esta investigación se generaron diversos productos académicos estrechamente vinculados con el trabajo de tesis. Estos resultados reflejan el avance técnico alcanzado y la colaboración con investigadores de distintas instituciones, dentro de la línea dedicada al estudio y aplicación de inversores resonantes para fuentes de soldadura por arco.

A lo largo del proyecto se elaboraron artículos y ponencias que documentan las etapas de diseño, modelado y validación experimental del sistema propuesto. Los principales productos obtenidos se presentan a continuación:

1. Luis Aarón Alonso Arellano, Adolfo Rafael López Núñez, Marcos Jesús Villaseñor Aguilar, Mario Alberto Juárez Balderas, Manuel Rico Secades, “Estudios de los inversores con aplicaciones en fuentes de soldadura,” *Pistas Educativas*, vol. 46, no. 149, pp. 265–283, 2025.
2. L. A. Alonso-Arellano, P. Quintana-Barcia, A. R. López-Núñez, M. Rico-Secades, and M. A. Juárez, “Enhancing Arc Welding Processes with Interleaving Techniques Applied to Series Resonant DC-to-DC Converters,” in *2025 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, Taipei, Taiwan, 2025, pp. 1–6.

El primer artículo, publicado en la revista nacional *Pistas Educativas*, presenta el estudio de las topologías de convertidores empleadas en fuentes de soldadura, destacando el análisis teórico y experimental del comportamiento de los inversores resonantes.

El segundo trabajo fue aceptado para presentación oral en el congreso internacional de la *IEEE Industry Applications Society*, donde se abordó la aplicación de la técnica de entrelazado (*interleaving*) en convertidores resonantes serie, demostrando su efecto en la reducción del rizado de corriente y en la mejora del desempeño general del sistema. Actualmente, este artículo se encuentra en proceso de revisión y adaptación para su envío a una revista científica de alcance internacional.

Los resultados consolidan la proyección académica de este trabajo y sientan las bases para futuras líneas de investigación enfocadas en el desarrollo de topologías resonantes de alta eficiencia y su aplicación en fuentes de soldadura industriales conectadas a red.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] L. A. A. Arellano, A. R. L. Núñez, M. J. V. Aguilar, M. A. J. Balderas y M. R. Secades, “Estudios de los inversores con aplicaciones en fuentes de soldadura,” *Pistas Educativas*, vol. 46, n.º 149, págs. 265-283, 2025, ISSN 1405-1249. dirección: <https://pistaseducativas.com/>.
- [2] J. Das, D. Halder y R. Mohammad, “Design and Analysis of Soft Switching PWM DC-DC Power Converter with High-Frequency Transformer Link for Portable Arc Welding Machine,” en *IEEE Region 10 Symposium (TENSYP)*, jun. de 2020, ISBN: 9781728173665.
- [3] A. Navarro-Crespin, R. Casanueva y F. J. Azcondo, “Improved arc-welding power supply based on resonant inverters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, n.º 3, págs. 1028-1036, 2012. DOI: 10.1109/TIA.2012.2190578.
- [4] A. Navarro-Crespin, V. M. Lopez, R. Casanueva y F. J. Azcondo, “Digital control for an arc welding machine based on resonant converters and synchronous rectification,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, págs. 839-847, 2 mayo de 2013, ISSN: 15513203. DOI: 10.1109/TII.2012.2222651.
- [5] N. S. Altanneh, A. Uslu y M. T. Aydemir, “Design of a series resonant converter GMAW welding machine by using the harmonic current technique for power transfer,” *Electronics (Switzerland)*, vol. 8, 2 feb. de 2019, ISSN: 20799292. DOI: 10.3390/electronics8020205.
- [6] Q. Bellec, J.-C. L. Claire, M. Benkhoris y P. Coulibaly, “Power factor correction and DC voltage control limits for arc welding application using pulsed current,” en *IECON 2018 – 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Institute of Electrical y Electronics Engineers, oct. de 2018, págs. 1500-1505, ISBN: 9781509066841.
- [7] A. Kar y M. Sengupta, “Design, analysis and experimental validation of a variable frequency silicon carbide-based resonant-converter for welding applications,” *Sadhana*, 2020. DOI: 10.1007/s12046-021-01598-0. dirección: <https://doi.org/10.1007/s12046-021-01598-0>.
- [8] A. Kar, K. Ghosh, M. Sengupta y B. Barman, “Analysis and design of efficient SiC-based load-resonant converter with advanced features for arc welding applications,” *Sadhana*, 2021. DOI: 10.1007/s12046-021-01714-0. dirección: <https://doi.org/10.1007/s12046-021-01714-0>.
- [9] K. Wu, Y. Wang, X. Cao, J. Zhan, X. Hong y T. Yin, “GMAW power supply based on parallel full-bridge LLC resonant converter,” *International Journal of Electronics*, vol. 109, págs. 2135-2157, 12 2022, ISSN: 13623060. DOI: 10.1080/00207217.2021.2001872.
- [10] W. Zhao, Y. Jiang, J. Wu, Y. Huang, Y. Zhu, J. An y C. A. Wan, “Space High-Voltage Power Module,” *Frontiers in Energy Research*, vol. 9, abr. de 2021, ISSN: 2296598X. DOI: 10.3389/fenrg.2021.642920.

- [11] J. Zeng, G. Zhang, S. S. Yu, B. Zhang e Y. Zhang, “LLC resonant converter topologies and industrial applications: A review,” *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 6, págs. 73-84, 3 sep. de 2020, ISSN: 20961529. DOI: 10.23919/CJEE.2020.000021.
- [12] R. Casanueva, C. Brañas, F. J. Diaz, F. J. Azcondo, D. Ferreño y J. Setien, “Characterization of an energy efficient pulsed current TIG welding process on AISI 316 and 304 stainless steels,” *Heliyon*, vol. 9, 9 sep. de 2023, ISSN: 24058440. DOI: 10.1016/j.heliyon.2023.e19819.
- [13] Y. Zhou, B. Qi, M. Zheng y B. Cong, “A Novel DC Bias Suppression Strategy for Single-Phase Full-Bridge DC-DC Arc Welding Converter,” *Electronics*, feb. de 2021. DOI: 10.3390/electronics10010001.
- [14] J. Zhang, S. Chen, H. Zhao, Y. Yu y M. Liu, “Designing a Multi-Output Power Supply for Multi-Electrode Arc Welding,” *Electronics (Switzerland)*, vol. 12, 7 abr. de 2023, ISSN: 20799292. DOI: 10.3390/electronics12071702.
- [15] Z. Mikno y M. Stepien, “Analysis of welding conditions at synchronous operation of resistance welding machines,” *International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, vol. 133, págs. 1915-1927, 3-4 jul. de 2024, ISSN: 14333015. DOI: 10.1007/s00170-024-13682-w.
- [16] R. Brezovnik y J. Ritonja, “Derivation of Analytical Expressions for Fast Calculation of Resistance Spot Welding System Currents,” *Mathematics*, vol. 12, 16 ago. de 2024, ISSN: 22277390. DOI: 10.3390/math12162454.
- [17] Q. Bellec, J. C. L. Claire, M. F. Benkhoris y P. Coulibaly, “A new robust digital non-linear control for power factor correction—arc welding applications,” *Energies*, vol. 14, 4 feb. de 2021, ISSN: 19961073. DOI: 10.3390/en14040991.
- [18] A. K. Paul, “Design of continuous-duty high-power converter for multi-purpose welding applications,” *e-Prime - Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*, vol. 6, dic. de 2023, ISSN: 27726711. DOI: 10.1016/j.prime.2023.100349.
- [19] A. Kar, A. Nanda y M. Sengupta, “Design, analysis, fabrication and practical testing of a lab developed power converter prototype in electric arc welding,” en *National Power Electronics Conference (NPEC)*, Institute of Electrical y Electronics Engineers, 2017, pág. 373, ISBN: 9781538632369.
- [20] S. Fan, B. Cai y Z. Wang, “Analysis and Design of LLC Resonant Converter for Electron Beam Welding Filament Power Supply,” en *International Conference on Electrical Machines and Systems*, oct. de 2013, ISBN: 9781479914470.
- [21] Y. S. Lai, Z. J. Su e Y. T. Chang, “Novel Phase-Shift Control Technique for Full-Bridge Converter to Reduce Thermal Imbalance under Light-Load Condition,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, págs. 1651-1659, 2 mar. de 2015, ISSN: 00939994. DOI: 10.1109/TIA.2014.2347454.
- [22] J. Shklovski y K. Janson, “Development of constant-power source for arc welding,” en *Biennial Baltic Electronics Conference*, IEEE, oct. de 2012, ISBN: 9781467327749.
- [23] P. J. Villegas, J. Diaz, A. M. Pernia, J. A. Martinez, F. Nuno y M. J. Prieto, “Filament power supply for electron beam welding machine,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, págs. 1421-1430, 3 mar. de 2015, ISSN: 02780046. DOI: 10.1109/TIE.2014.2362730.

- [24] R. Casanueva, F. J. Azcondo, F. J. Díaz y C. Brañas, “TIG welding machines: A design for multiple two-phase resonant converter modules,” *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 17, págs. 53-58, 5 sep. de 2011, ISSN: 10772618. DOI: 10.1109/MIAS.2010.939654.
- [25] V. Bardin, D. Borisov y A. Zemskov, “A new class of welding machines,” en *International Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering*, oct. de 2012. DOI: 10.1109/APEIE.2012.6629172. dirección: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6629172>.
- [26] S. Narula, B. Singh y G. Bhuvanewari, “PFC bridgeless converter for welding power supply with improved power quality,” en *2014 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems*, IEEE, 2015, págs. 213-218, ISBN: 9781479963737.
- [27] J. M. Wang, S. T. Wu, S. C. Yen y H. J. Chiu, “A simple inverter for arc-welding machines with current doubler rectifier,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, págs. 5278-5281, 11 nov. de 2011, ISSN: 02780046. DOI: 10.1109/TIE.2011.2126538.
- [28] T. Madhulingam, T. Subbaiyan, P. Shanmugam y S. Kannan, “Design and development of improved power quality based micro-butt welding power supply,” *IET Power Electronics*, vol. 10, págs. 746-755, 7 jun. de 2017, ISSN: 17554543. DOI: 10.1049/iet-pel.2016.0372.
- [29] P. Kah, R. Suoranta y J. Martikainen, “Advanced gas metal arc welding processes,” *International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, vol. 67, págs. 655-674, 1-4 jul. de 2013, ISSN: 02683768. DOI: 10.1007/s00170-012-4513-5.
- [30] F. S. Inc., “LLC Resonant AC/DC Switched-Mode Power Supply using the MC56F8013 and MC56F8257,” Freescale Semiconductor, Inc., inf. téc., 2012. dirección: <https://www.nxp.com>.
- [31] Indura S.A., “Manual de sistemas y materiales de soldadura,” Indura S.A., Cerrillos, Chile, Manual técnico IN-2007-03, mar. de 2007, Consultado en agosto de 2025, págs. 33-46. dirección: <https://www.indura.net>.
- [32] M. Salem y K. Yahya, “Resonant Power Converters,” en *Electric Power Conversion*. IntechOpen, mayo de 2019, págs. 112-140. DOI: 10.5772/intechopen.81629. dirección: <https://www.intechopen.com/books/electric-power-conversion/resonant-power-converters>.
- [33] J. M. A. Álvarez, *Inversores resonantes de alta frecuencia*. Universidad de Oviedo, mayo de 1999, vol. 1, ISBN: 9798744625184. dirección: <http://www.ieee-pels-ies.es/Pels/Pdf/Inversores%20Resonantes.pdf>.
- [34] M. K. Kazimierczuk y D. Czarkowski, *Resonant Power Converters*, second. John Wiley & Sons, Inc., 2011, ISBN: 978-0-470-90538-8.
- [35] P. Zuk y S. Havanur, “Zero-Voltage Switching Full-Bridge Converter: Operation, FOM, and Guidelines for MOSFET Selection,” Vishay Siliconix, inf. téc., dic. de 2014. dirección: <https://www.vishay.com>.
- [36] S. R. Martinez, H. J. C. L. Tapia, N. V. Nava y C. V. H. Gutierrez, “Técnicas de control de corriente para un inversor trifásico alimentado en voltaje,” *Pistas Educativas*, vol. 35, n.º 103, págs. 45-56, 2013, ISSN impreso, Universidad de Colima, México, ISSN: 1405-1249.

- [37] W. T. McLyman, *Transformer and Inductor Design Handbook*, 4th ed. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2011, pág. 678, Traducido al español como *Manual de diseño de transformadores e inductores*, cuarta edición, ISBN: 978-1-4398-3688-0.
- [38] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*. Boston, MA: Springer US, 1997, ISBN: 978-1-4615-7646-4.
- [39] Texas Instruments, *TMS320F28335 Digital Signal Controller Datasheet*, <https://www.ti.com/lit/gpn/tms320f28335>, Accessed: Aug. 5, 2025, 2022.
- [40] *Ferrites and Accessories: Material Data Sheets for N97*, EPCOS Ferrites Data Book, Data sheet including core parameters, AL values and loss curves., TDK Electronics AG (EPCOS), 2021. dirección: <https://product.tdk.com/info/en/products/ferrite/ferrite/material.html>.
- [41] *ETD54 Ferrite Core – Data Sheet*, ETD54 ferrite core dimensions, magnetic parameters and AL values., TDK Electronics AG (EPCOS), Munich, Germany, 2021. dirección: <https://product.tdk.com/>.
- [42] *Ferrites and Accessories: Material Data Sheets for N87*, EPCOS Ferrites Data Book, Data sheet with AL values, magnetic characteristics and loss curves for N87 material., TDK Electronics AG (EPCOS), 2021. dirección: <https://product.tdk.com/info/en/products/ferrite/ferrite/material.html>.
- [43] IPC – Association Connecting Electronics Industries, “IPC-2221A: Generic Standard on Printed Board Design,” IPC – Association Connecting Electronics Industries, Northbrook, IL, USA, Standard IPC-2221A, mayo de 2003, Supersedes IPC-2221 (1998).

ANEXO A.

CRONOGRAMA DEL PROYECTO

Actividades	2024												2025						
	Ene	Feb	Mar	Abr	May	Jun	Jul	Ago	Sep	Oct	Nov	Dic	Ene	Feb	Mar	Abr	May	Jun	Jul
Estudio de las topologías de inversores usados en soldadura.																			
Estudio de los parámetros de salida deseados en el inversor.																			
Elección y diseño de la topología del inversor resonante.																			
Simulación del inversor resonante.																			
Implementación del inversor resonante.																			
Diseño del tanque resonante.																			
Simulación del tanque resonante.																			
Implementación del tanque resonante.																			
Obtención de resultados experimentales del inversor y el tanque resonante.																			
Escritura del documento de tesis.																			

ANEXO B.

ANÁLISIS POR TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER DE UNA ONDA CUADRADA BIPOLAR

En este anexo se presenta el análisis de la onda cuadrada bipolar correspondiente al voltaje de salida del inversor, mediante el desarrollo armónico de Fourier. Este análisis permite determinar la magnitud de la componente fundamental, misma que se utiliza para modelar el comportamiento senoidal equivalente en el análisis del tanque resonante.

A.1. Definición de la onda cuadrada

Consideramos una onda cuadrada bipolar $v_{sw}(t)$ de periodo T , amplitud $\pm V_{Sw}$, y ciclo de trabajo d_s , definida en B.1.

$$v_{sw}(t) = \begin{cases} +V_{sw}, & 0 < t < d_s T \\ -V_{sw}, & d_s T < t < T \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

La onda es periódica, por lo que puede representarse como una serie de Fourier, considerando únicamente los términos senoidales debido a su simetría impar.

A.2. Serie de Fourier de la onda cuadrada

La serie de Fourier de una onda impar y periódica se expresa como:

$$v_{sw}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} b_n \sin(n\omega t) \quad (\text{B.2})$$

donde los coeficientes b_n se calculan como:

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T v_{sw}(t) \sin(n\omega t) dt \quad (\text{B.3})$$

Sustituyendo la definición de $v_{sw}(t)$ se obtiene:

$$b_n = \frac{2}{T} \left(\int_0^{d_s \cdot T} V_{Sw} \sin(n\omega t) dt + \int_{d_s \cdot T}^T (-V_{Sw}) \sin(n\omega t) dt \right) \quad (\text{B.4})$$

$$b_n = \frac{2V_{Sw}}{T} \left(\int_0^{d_s \cdot T} \sin(n\omega t) dt - \int_{d_s \cdot T}^T \sin(n\omega t) dt \right) \quad (\text{B.5})$$

Calculando cada integral:

$$\int_0^{d_s \cdot T} \sin(n\omega t) dt = -\frac{1}{n\omega} \cos(n\omega t) \Big|_0^{d_s \cdot T} = -\frac{1}{n\omega} [\cos(n\omega d_s T) - 1] \quad (\text{B.6})$$

$$\int_{d_s \cdot T}^T \sin(n\omega t) dt = -\frac{1}{n\omega} [\cos(n\omega T) - \cos(n\omega d_s T)] \quad (\text{B.7})$$

Recordando que $\omega = \frac{2\pi}{T}$ y que $\cos(n\omega T) = \cos(2n\pi) = 1$, se tiene:

$$b_n = \frac{2V_{Sw}}{T} \left[-\frac{1}{n\omega} (\cos(n\omega d_s T) - 1) - \frac{1}{n\omega} (1 - \cos(n\omega d_s T)) \right] \quad (\text{B.8})$$

$$b_n = \frac{2V_{Sw}}{T} \left[-\frac{2}{n\omega} (\cos(n\omega d_s T) - 1) \right] \quad (\text{B.9})$$

$$b_n = \frac{4V_{Sw}}{n\omega T} (1 - \cos(n\omega d_s T)) \quad (\text{B.10})$$

Sustituyendo $\omega = \frac{2\pi}{T}$, resulta:

$$b_n = \frac{4V_{Sw}}{n \cdot 2\pi} (1 - \cos(2\pi n d_s)) \quad (\text{B.11})$$

Dado que $1 - \cos(2\pi n d_s) = 2 \sin^2(\pi n d_s)$, entonces:

$$b_n = \frac{4V_{Sw}}{n\pi} \cdot \sin^2(\pi n d_s) \quad (\text{B.12})$$

A.3. Componente fundamental de la onda cuadrada

La componente fundamental corresponde a $n = 1$, por lo tanto:

$$b_1 = \frac{4V_{Sw}}{\pi} \cdot \sin^2(\pi d_s) \quad (\text{B.13})$$

Para análisis de potencia, se considera la componente senoidal en valor eficaz (rms), que resulta de dividir el valor pico por $\sqrt{2}$:

$$V_{Sw1} = \frac{b_1}{\sqrt{2}} = \frac{4V_{Sw}}{\pi\sqrt{2}} \cdot \sin^2(\pi d_s) \quad (\text{B.14})$$

Sin embargo, en algunas referencias y para aplicaciones en inversores resonantes, se utiliza la forma equivalente:

$$V_{Sw1} = \frac{4V_{Sw}}{\pi\sqrt{2}} \cdot \cos\left((1 - d_s) \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{B.15})$$

Esto se basa en una formulación alternativa del desarrollo armónico, adecuada cuando la señal está centrada en el eje de tiempo con simetría par-impar.

A.4. Sustitución para un ciclo de trabajo del 100 %

Sustituyendo $d_s = 1$ (ciclo de trabajo del 100 %) en la expresión de la componente fundamental:

$$V_{Sw1} = \frac{4V_{Sw}}{\pi\sqrt{2}} \cdot \cos\left[(1 - d_s) \frac{\pi}{2}\right] \quad (\text{B.16})$$

$$V_{Sw1} = \frac{4V_{Sw}}{\pi\sqrt{2}} \cdot \cos\left[(1 - 1) \frac{\pi}{2}\right] \quad (\text{B.17})$$

$$V_{Sw1} = \frac{4V_{Sw}}{\pi\sqrt{2}} \cdot \cos(0) = \frac{4V_{Sw}}{\pi\sqrt{2}} \quad (\text{B.18})$$

Por lo tanto, para un ciclo de trabajo del 100 %, la expresión teórica de la componente fundamental resulta:

$$V_{Sw1} = \frac{4V_{Sw}}{\pi\sqrt{2}} \quad (\text{B.19})$$

ANEXO C.

CÓDIGO DE MODULACIÓN EN LENGUAJE C PARA 1 PM

```

1  #include "DSP28x_Project.h"           // Device Headerfile and Examples
    Include File
2  #include "DSP2833x_Device.h"
3  #include "DSP2833x_Examples.h"
4
5  // =====
6  // Parametros configurables
7  // =====
8  const Uint16 pwm_period = 750;        // TBPRD -> 100 kHz (Up-Down)
9  const Uint16 dead_time  = 75;         // 0.5 us (para IRFP260)
10 const Uint16 duty_max    = 375;        // 50% de 750
11
12 // =====
13 // Prototipos
14 // =====
15 void InitEPwm1(void);
16 void InitEPwm2(void);
17 void EnablePWMOutputs(void);
18
19 // =====
20 // Funciones auxiliares
21 // =====
22 static inline void ConfigEPwmABCommon(volatile struct EPWM_REGS *ep)
23 {
24     ep->TBPRD                = pwm_period;
25     ep->TBCTR                 = 0;
26     ep->TBCTL.bit.CTRMODE    = TB_COUNT_UPDOWN;
27     ep->TBCTL.bit.CLKDIV     = TB_DIV1;
28     ep->TBCTL.bit.HSPCLKDIV  = TB_DIV1;
29
30     ep->CMPA.half.CMPA       = duty_max;
31     ep->CMPB                  = duty_max;
32
33     // Acciones del comparador A
34     ep->AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;
35     ep->AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
36     ep->AQCTLB.all     = 0;
37
38     // Dead-band (salidas complementarias)
39     ep->DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
40     ep->DBCTL.bit.POLSEL   = DB_ACTV_HIC;
41     ep->DBCTL.bit.IN_MODE  = DBA_ALL;
42     ep->DBRED              = dead_time;
43     ep->DBFED              = dead_time;
44
45     // Trip-zone
46     ep->TZCTL.bit.TZA = TZ_HIZ;
47     ep->TZCTL.bit.TZB = TZ_HIZ;
48 }
49

```

```

50 // =====
51 // Configuracion de PWM1 y PWM2
52 // =====
53 void InitEPwm1(void)
54 {
55     EALLOW;
56     ConfigEPwmABCommon(&EPwm1Regs);
57     EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Maestro
58     EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_CTR_ZERO; // Genera syncout
59     EDIS;
60 }
61
62 void InitEPwm2(void)
63 {
64     EALLOW;
65     ConfigEPwmABCommon(&EPwm2Regs);
66     EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0;
67     EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE; // Esclavo
68     EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_SYNC_IN; // Sincronizado con
        PWM1
69     EDIS;
70 }
71
72 // =====
73 // Habilitar salidas PWM
74 // =====
75 void EnablePWMOutputs(void)
76 {
77     EALLOW;
78     // En este diseno las salidas ya estan preparadas (TZ_HIZ)
79     // Aqui se podrian agregar protecciones adicionales
80     EDIS;
81 }
82
83 // =====
84 // MAIN
85 // =====
86 void main(void)
87 {
88     InitSysCtrl();
89
90     EALLOW;
91     // Inicializa GPIO0-3 como salidas en bajo
92     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.all &= ~0x000F; // GPIO0-3 como GPIO
93     GpioCtrlRegs.GPADIR.all |= 0x000F; // salida
94     GpioDataRegs.GPACLEAR.all = 0x000F; // inicial en bajo
95
96     DELAY_US(10);
97
98     // Multiplexar a ePWM
99     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 1; // ePWM1A
100    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO1 = 1; // ePWM1B
101    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 1; // ePWM2A
102    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO3 = 1; // ePWM2B
103    EDIS;
104
105    DINT;
106    InitPieCtrl();

```

```

107     IER = 0;
108     IFR = 0;
109     InitPieVectTable();
110
111     // Inicializa los modulos PWM (un inversor completo)
112     InitEPwm1();
113     InitEPwm2();
114
115     DELAY_US(100);
116
117     EnablePWMOutputs();
118
119     EINT;
120     ERTM;
121
122     while(1)
123     {
124         // Loop infinito (PWM corriendo)
125     }
126 }

```


ANEXO D.

CÓDIGO DE MODULACIÓN EN LENGUAJE C PARA 2 PMS

```
1 #include "DSP28x_Project.h"
2 #include "DSP2833x_Device.h"
3 #include "DSP2833x_Examples.h"
4
5 // =====
6 // Parametros configurables
7 // =====
8 const Uint16 pwm_period = 750;           // TBPRD -> 100 kHz (Up-Down)
9 const Uint16 dead_time  = 75;           // 0.5 us (seguro para IRFP260)
10 const Uint16 duty_max   = 375;          // 50% de 750
11
12 // Desfase del segundo inversor (GPIO4-7) respecto al primero (GPIO0-3)
13 const Uint16 phase_deg_bridge2 = 90;    // Interleaving entre puentes
14
15 // =====
16 // Prototipos
17 // =====
18 void InitEPwm1(void);
19 void InitEPwm2(void);
20 void InitEPwm3(Uint16 tbphs_counts);
21 void InitEPwm4(Uint16 tbphs_counts);
22 void EnableAllPWMOutputs(void);
23
24 // Convierte grados de fase a cuentas de TBPHS para modo Up-Down
25 static inline Uint16 PhaseDegToTBPHS(Uint16 phase_deg)
26 {
27     Uint32 x = (Uint32)phase_deg * (Uint32)(2U * pwm_period);
28     x = (x + 180U) / 360U; // redondeo simple
29     if (x > 0xFFFFU) x = 0xFFFFU;
30     return (Uint16)x;
31 }
32
33 // Configuracion comun de ePWM
34 static inline void ConfigEPwmABCommon(volatile struct EPWM_REGS *ep)
35 {
36     ep->TBPRD          = pwm_period;
37     ep->TBCTR          = 0;
38     ep->TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
39     ep->TBCTL.bit.CLKDIV  = TB_DIV1;
40     ep->TBCTL.bit.HSPCLKDIV= TB_DIV1;
41
42     ep->CMPA.half.CMPA    = duty_max; // ciclo de trabajo
43     ep->CMPB              = duty_max; // opcional, no usado
44
45     // Acciones en canal A
46     ep->AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;      // Set en compare up
47     ep->AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;    // Clear en compare down
48     ep->AQCTLB.all      = 0;          // B lo maneja el dead-band
49
50     // Dead-band: A y B complementarios
```

```

51     ep->DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
52     ep->DBCTL.bit.POLSEL   = DB_ACTV_HIC; // B invertido de A
53     ep->DBCTL.bit.IN_MODE  = DBA_ALL;     // usar canal A
54     ep->DBRED              = dead_time;
55     ep->DBFED              = dead_time;
56
57     // Permitir operacion normal de las salidas PWM
58     ep->TZCTL.bit.TZA = TZ_HIZ;
59     ep->TZCTL.bit.TZB = TZ_HIZ;
60 }
61
62 void InitEPwm1(void)
63 {
64     EALLOW;
65     ConfigEPwmABCommon(&EPwm1Regs);
66     EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;
67     EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_CTR_ZERO; // Master
68     EDIS;
69 }
70
71 void InitEPwm2(void)
72 {
73     EALLOW;
74     ConfigEPwmABCommon(&EPwm2Regs);
75     EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0;
76     EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;
77     EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_SYNC_IN;
78     EDIS;
79 }
80
81 void InitEPwm3(Uint16 tbphs_counts)
82 {
83     EALLOW;
84     ConfigEPwmABCommon(&EPwm3Regs);
85     EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS = tbphs_counts;
86     EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;
87     EPwm3Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_SYNC_IN;
88     EDIS;
89 }
90
91 void InitEPwm4(Uint16 tbphs_counts)
92 {
93     EALLOW;
94     ConfigEPwmABCommon(&EPwm4Regs);
95     EPwm4Regs.TBPHS.half.TBPHS = tbphs_counts;
96     EPwm4Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;
97     EPwm4Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_SYNC_IN;
98     EDIS;
99 }
100
101 // Habilitar todas las salidas PWM
102 void EnableAllPWMOutputs(void)
103 {
104     EALLOW;
105     // Las salidas ya estan configuradas para funcionar normalmente
106     // con TZ_HIZ
107     // Esta funcion existe para futuras expansiones de seguridad
108     EDIS;

```

```

108 }
109
110 // MAIN
111 void main(void)
112 {
113     Uint16 tbphs_bridge2;
114
115     InitSysCtrl();
116
117     EALLOW;
118     // Inicializa GPIO0-7 como salidas en bajo antes de dar control al
119     // ePWM
120     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.all &= ~0x00FF;
121     GpioCtrlRegs.GPADIR.all |= 0x00FF;
122     GpioDataRegs.GPACLEAR.all = 0x00FF;
123     EDIS;
124
125     DELAY_US(10);
126
127     EALLOW;
128     // Multiplexar GPIO0-7 a modulos ePWM1-4
129     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 1; // ePWM1A
130     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO1 = 1; // ePWM1B
131     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 1; // ePWM2A
132     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO3 = 1; // ePWM2B
133     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO4 = 1; // ePWM3A
134     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO5 = 1; // ePWM3B
135     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO6 = 1; // ePWM4A
136     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO7 = 1; // ePWM4B
137     EDIS;
138
139     DINT;
140     InitPieCtrl();
141     IER = 0;
142     IFR = 0;
143     InitPieVectTable();
144
145     // Inicializa ePWM1 y ePWM2 (puente 1)
146     InitEPwm1();
147     InitEPwm2();
148
149     // Calcula desfase y configura ePWM3/4 (puente 2)
150     tbphs_bridge2 = PhaseDegToTBPHS(phase_deg_bridge2);
151     InitEPwm3(tbphs_bridge2);
152     InitEPwm4(tbphs_bridge2);
153
154     // Pausa antes de habilitar salidas
155     DELAY_US(100);
156     // Habilitar todas las salidas PWM
157     EnableAllPWMOutputs();
158     EINT;
159     ERTM;
160     while(1) {
161         // Loop infinito
162     }

```