



EDUCACIÓN

SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO

Tecnológico Nacional de México

**Centro Nacional de Investigación
y Desarrollo Tecnológico**

Tesis de Maestría

**Convertidor resonante bidireccional multipuerto
para sistemas fotovoltaicos**

presentada por

Ing. Leonardo Guerrero Uribe

como requisito para la obtención del grado de

**Maestro en Ciencias en
Ingeniería Electrónica**

Director de tesis

Dr. Mario Ponce Silva

Codirector de tesis

Dr. Abraham Claudio Sanchez

Cuernavaca, Morelos, México. Agosto del 2025.



Educación
Secretaría de Educación Pública



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO



Centro Nacional de Investigación y Desarrollo tecnológico
Departamento de Ingeniería Electrónica

Cuernavaca, Mor; 10/junio/2025

Oficio No. DIE/064/2025

Asunto: Aceptación de documentos.

DR. CARLOS MANUEL ASTORGA ZARAGOZA
SUBDIRECTOR ACADÉMICO
PRESENTE

Por este conducto, los integrantes de Comité Tutorial del **C. Leonardo Guerrero Uribe**, con número de control **M23CE103** de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le informamos que hemos revisado el trabajo de tesis profesional titulado **"Convertidor Resonante Bidireccional Multipuerto para Sistemas Fotovoltaicos"**, y hemos encontrado que se han realizado todas las correcciones y observaciones que se le indicaron, por lo que hemos acordado aceptar el documento de tesis y le solicitamos la autorización de impresión definitiva.

DIRECTOR DE TESIS

Dr. Mario Ponce Silva
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 3516427

CODIRECTOR DE TESIS

Dr. Abraham Claudio Sanchez
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 7675050

REVISOR 1

Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 09884229

C.p. Mtra. Verónica Sotelo Boyas, Jefa del Departamento de Servicios Escolares
Estudiante
JGM/kmqh

REVISOR 2

Dr. Víctor Hugo Olivares Peregrino
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 5999002



2025
Año de
La Mujer
Indígena

Interior Internado Palmira S/N, Col. Palmira,
C. P. 62490, Cuernavaca, Morelos Tel. 01 (777) 3627770, ext. 2224,
e-mail: die@cenidet.tecnm.mx

cenidet
Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico





Educación
Secretaría de Educación Pública



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO



Centro Nacional de Investigación y Desarrollo tecnológico
Subdirección Académica

Cuernavaca Mor, 11/junio/2025

Oficio No. SAC/134/2025

Asunto: Autorización de impresión de tesis

LEONARDO GUERRERO URIBE
CANDIDATO AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
P R E S E N T E

Por este conducto, tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado **"Convertidor Resonante Bidireccional Multipuerto para Sistemas Fotovoltaicos"**, ha informado a esta Subdirección Académica, que están de acuerdo con el trabajo presentado. Por lo anterior, se le autoriza a que proceda con la impresión definitiva de su trabajo de tesis.

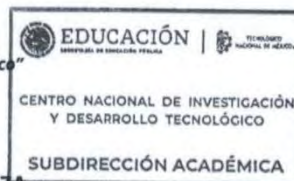
Esperando que el logro del mismo sea acorde con sus aspiraciones profesionales, reciba un cordial saludo.

ATENTAMENTE

Excelencia en Educación Tecnológica®

"Conocimiento y Tecnología al Servicio de México"

CARLOS MANUEL ASTORGA ZARAGOZA
SUBDIRECTOR ACADÉMICO



c.c.p. Departamento de Ingeniería Electrónica
Departamento de Servicios Escolares

CMAZ/lmz



2025
Año de
La Mujer
Indígena

Interior Internado Palmira S/N, Col. Palmira,
C. P. 62490, Cuernavaca, Morelos Tel. 01 (777) 3627770, ext. 4104,
e-mail: acad_cenidet@tecnm.mx tecnm.mx | cenidet.tecnm.mx



RESUMEN

La energía fotovoltaica se ha consolidado como una de las principales fuentes de energía renovables, sin embargo, debido a la naturaleza intermitente de la radiación solar, los sistemas de almacenamiento energético desempeñan un papel crucial para maximizar el aprovechamiento de la energía generada y garantizar un suministro confiable y continuo

La integración de sistemas fotovoltaicos con sistemas de almacenamiento e interconexión a la red presenta una serie de desafíos, especialmente en términos de eficiencia, gestión del flujo de potencia y costos de implementación. Ante esta problemática, los convertidores de múltiples puertos surgen como una solución viable, al disminuir el número de etapas de conversión, obteniendo una gestión más eficiente y flexible, facilitando la interconexión de diversas fuentes de energía y cargas.

El presente trabajo aborda el estudio y selección de una topología adecuada de convertidor resonante bidireccional de tres puertos a partir de un análisis del estado del arte. La estructura seleccionada se diseña para una aplicación de sistema fotovoltaico con almacenamiento integrado e interconexión a la red eléctrica.

La topología se analiza mediante el modelado teórico del tanque resonante LLC, llevado a un circuito equivalente LC serie, utilizando una aproximación a la componente fundamental. Posteriormente se realizan simulaciones del sistema en SPICE. El modelado teórico y los resultados de simulación serán validados por medio de pruebas experimentales en un prototipo físico. Los resultados obtenidos confirman la viabilidad y correcto desempeño del convertidor propuesto, alcanzando una eficiencia promedio en los cuatro modos de operación de 89.25%, con una frecuencia de conmutación de 300kHz.

Palabras clave: Convertidor resonante LLC, convertidor bidireccional multipuerto, sistemas fotovoltaicos con almacenamiento, conmutación suave, eficiencia energética, interconexión a red, simulación e implementación.

ABSTRACT

Photovoltaic energy has become one of the main sources of renewable energy. However, due to the intermittent nature of solar radiation, energy storage systems play a crucial role in maximizing the use of the energy generated and ensuring a reliable and continuous power supply.

The integration of photovoltaic systems with energy storage and grid connection presents several challenges, particularly in terms of efficiency, power flow management, and implementation costs. To address these issues, multi-port converters emerge as a viable solution by reducing the number of conversion stages and enabling more efficient and flexible energy management, while facilitating the interconnection of various energy sources and loads.

This work presents the study and selection of a suitable bidirectional three-port resonant converter topology, based on a thorough review of the state of the art. The selected topology is designed for an application involving a photovoltaic system with integrated storage and grid interconnection.

The topology is analyzed through the theoretical modeling of an LLC resonant tank, which is reduced to an equivalent LC series circuit using a fundamental harmonic approximation. System simulations are then carried out in the SPICE environment. The theoretical model and simulation results are validated through experimental testing on a physical prototype. The results confirm the feasibility and correct operation of the proposed converter, achieving an average efficiency of 89.25% across the four operating modes, with a switching frequency of 300 kHz.

DEDICATORIA

Dedico este trabajo a la memoria de mi hermana,

Adalí Guerrero Uribe,

quien con su ejemplo y amor dejó una huella imborrable en mi vida. Su recuerdo me acompañó en cada paso de este camino y me impulsó a seguir adelante.

También agradezco profundamente a mi familia, a mi novia y a mis amigos, porque sin su apoyo y cariño, nada de esto hubiera sido posible.

AGRADECIMIENTOS

Agradezco profundamente al Tecnológico Nacional de México (TecNM), al Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET) por brindar las instalaciones y recursos necesarios para el desarrollo de este proyecto, y al Consejo Nacional de Humanidades, Ciencias y Tecnologías (CONAHCYT) por la beca otorgada.

Extiendo mi sincero agradecimiento a mi comité revisor, especialmente a mi director de tesis, el Dr. Mario Ponce Silva, por su guía constante, paciencia, compromiso, apoyo y enseñanza lo largo de este trabajo. También agradezco a mi codirector, el Dr. Abraham Claudio Sánchez, por su constante disponibilidad, la claridad de sus explicaciones y la generosidad al compartir su conocimiento y experiencia. Asimismo, extiendo mi agradecimiento a los Doctores Jaime Eugenio Arau Roffiel y Victor Hugo Olivares Peregrino por sus valiosas observaciones y aportes durante todo el proceso.

A todos los doctores que compartieron sus conocimientos conmigo durante este posgrado, mi más sincero reconocimiento y gratitud.

A mi familia, pilar fundamental en cada etapa de mi vida, les debo un agradecimiento profundo e incondicional. En especial, a mi madre, Ana Dolores Uribe Barrera, por su amor infinito, su fortaleza incansable y su ejemplo de entrega; a mi padre, Francisco Emiliano Guerrero Rodríguez, por su apoyo, sus enseñanzas y su fe constante en mí; y a mi hermana, Leslie Estibaliz Guerrero Uribe, por su comprensión y su presencia en cada momento importante.

Con el corazón en la mano, dedico también estas líneas a la memoria de mi hermana, Adalí Guerrero Uribe, quien nos dejó durante el tiempo en que cursaba esta maestría. Su recuerdo y cariño me han acompañado silenciosamente en cada paso.

Un agradecimiento muy especial para Verónica Gabriela Chávez Luján, mi novia, por ser un apoyo constante, por su compañía incondicional y por su cariño en cada etapa de esta travesía. Su comprensión, paciencia y aliento fueron fundamentales para mantenerme firme incluso en los momentos más exigentes. Asimismo, agradezco de corazón a su familia —sus padres y hermanos— por brindarme siempre su afecto, su hospitalidad y hacerme sentir parte de su hogar. Su cercanía y generosidad han sido un valioso respaldo a lo largo de este camino.

Finalmente, a todos mis compañeros y buenos amigos del CENIDET, con quienes aprendí y compartí tantas experiencias significativas. De manera muy especial, agradezco a: Eduardo Alejandro Martínez Trejo, Roosevelt Esteva Pérez, Adriel Eduardo Guzmán García, Arturo Ocampo Bahena y Evelyn Bahena Bustamante, quienes a lo largo de esta etapa fueron un gran apoyo. Aprendí mucho de ellos, no solo en lo académico, sino también por su calidad humana y su disposición constante para ayudar. Su compañía y amistad hicieron de este camino una experiencia enriquecedora y significativa.

A todos ustedes: gracias.

CONTENIDO

Contenido

RESUMEN	4
ABSTRACT	5
DEDICATORIA.....	6
AGRADECIMIENTOS	7
CONTENIDO.....	8
SIMBOLOGÍA.....	11
ACRONIMOS Y ABREVIACIONES.....	14
LISTA DE FIGURAS	15
LISTA DE TABLAS.....	17
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN.....	20
1.1. Antecedentes	20
1.2. Planteamiento del Problema	22
1.3. Propuesta de solución	22
1.4. Objetivos	23
1.5. Justificación	23
1.6. Limitaciones	24
CAPÍTULO 2. REVISION DE LOS CONVERTIDORES DE TRES PUERTOS ASILADOS PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	27
2.1. Tipos de convertidores de tres puertos	27
2.2. Topología de convertidores de tres puertos	28
2.3. Revisión de convertidores aislados de tres puertos	31
2.4. Conclusiones del estado del arte	32
CAPÍTULO 3 Diseño del Convertidor resonante LLC bidireccional multipuerto.....	35
3.1. Introducción al Diseño del Convertidor resonante LLC bidireccional multipuerto	35
3.2. Topología del convertidor	35
3.3. Análisis del tanque resonante	39
3.4. Cálculo del factor de calidad (Q) mínimo.	40
3.5. Tanque resonante LLC como fuente de corriente o voltaje.	41

3.6.	Restricciones a la ganancia M del tanque resonante.....	42
3.7.	Elección del rectificador.	43
3.8.	Resistencia equivalente del rectificador.	43
3.9.	Cálculo de la ganancia del tanque resonante M_{rec} del convertidor CD-CD.....	44
3.10.	Modo de operación D (FV suministra batería y bus de CD simultáneamente).....	45
3.11.	Diseño del convertidor CD-CD resonante LLC de tres puertos aislados.....	45
CAPITULO IV SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR FLYBACK CON PUERTO DE RIZO Y PROCESAMIENTO PARCIAL DE ENERGIA.....		50
4.1.	Resultados de simulación	50
CAPÍTULO V IMPLEMENTACIÓN DEL CONVERTIDOR RESONANTE BIDIRECCIONAL MULTIPUERTO.....		57
5.1.	Diseño de la placa PCB.....	57
5.2.	Diseño del transformador	60
5.2.1.	Cálculo de K_g para los tres devanados	61
5.2.2.	Selección del núcleo.....	62
5.2.3.	Cálculo del entrehierro	63
5.2.4.	Cálculo del número de vueltas	63
5.2.5.	Determinación del número de hilos del conductor trenzado	63
5.2.6.	Cálculo de la longitud de los conductores para cada devanado.....	64
5.2.7.	Comprobación de pérdidas por conducción en los devanados	64
5.3.	Implementación de la etapa de control en el PCB.....	65
5.4.	Implementación de la etapa de potencia en el PCB	67
5.5.	Pruebas experimentales	72
5.5.1.	Pruebas experimentales del modo de operación A (Batería – Bus de CD).	72
5.5.2.	Pruebas experimentales del modo de operación B (Batería – Bus de CD).	75
5.5.3.	Pruebas experimentales del modo de operación C (FV – Batería).	77
5.5.4.	Pruebas del modo de operación D (FV-Bus de CD, Batería).	79

CAPITULO VI CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS	84
6.1. Conclusiones Generales	84
6.2. Conclusiones Especificas	84
REFERENCIAS	88

SIMBOLOGÍA

Símbolo	Descripción	Unidades
a	Relación de impedancias	Adimensional
A_w	Área de los conductores de los devanados del transformador	mm^2
A_c	Sección transversal del núcleo	cm^2
B_{max}	Densidad de campo magnético máximo	T
C_f	Capacitor de filtrado	F
f	Frecuencia	Hz
I_{gL1}	Entrehierro devanado 1	mm
I_{gL2}	Entrehierro devanado 2	mm
I_{max1}	Corriente máxima devanado 1	A
I_{max2}	Corriente máxima devanado 2	A
I_{max3}	Corriente máxima devanado 3	A
I_p	Corriente pico en el tanque resonante	A
I_{rmsL1}	Corriente eficaz en el devanado 1	A
I_{rmsL2}	Corriente eficaz en el devanado 2	A
I_{rmsL3}	Corriente eficaz en el devanado 3	A
jX_{Lse}	Impedancia inductiva del tanque serie equivalente	Ω
jX_{Lmp}	Impedancia del inductor magnetizante primario	Ω
K_u	Factor de utilización	Adimensional
K_g	Constante geométrica	cm^5
K_{g1}	Constante geométrica devanado 1	cm^5
K_{g2}	Constante geométrica devanado 2	cm^5
K_{g3}	Constante geométrica devanado 3	cm^5
L	Inductor resonante	H
L_1	Inductancia devanado 1	H
L_2	Inductancia devanado 2	H
L_3	Inductancia devanado 3	H
L_{mp}	Inductancia magnetizante del devanado primario	H
L_{ms}	Inductancia magnetizante del devanado secundario	H
l_{w1}	Longitud del devanado 1	cm
l_{w2}	Longitud del devanado 2	cm
l_{w3}	Longitud del devanado 3	cm
M	Ganancia del tanque resonante	Adimensional
MLT	Longitud media por vuelta del devanado	cm
M_{rect}	Ganancia total del convertidor CD-CD con transformador y rectificador	Adimensional
M_T	Ganancia del tanque resonante LLC con transformador, sin rectificador	Adimensional
n_1	Número de vueltas en el devanado 1	Adimensional
n_2	Número de vueltas en el devanado 2	Adimensional
n_3	Número de vueltas en el devanado 3	Adimensional
n_{H1}	Número de alambres del devanado 1	Adimensional
n_{H2}	Número de alambres del devanado 2	Adimensional
n_{rect}	Eficiencia rectificador	Adimensional
P	Potencia del prototipo	W
P_{cu}	Pérdidas en el cobre	W
P_R	Potencia disipada en la resistencia del rectificador	W
P_o	Potencia disipada en la resistencia equivalente	W

P_{cond1}	Pérdidas por conducción en devanado 1	W
P_{cond2}	Pérdidas por conducción en devanado 2	W
P_{cond3}	Pérdidas por conducción en devanado 3	W
P_{inA}	Potencia de entrada modo A	W
P_{inB}	Potencia de entrada modo B	W
P_{inC}	Potencia de entrada modo C	W
P_{inD}	Potencia de entrada modo D	W
P_{outA}	Potencia de salida modo A	W
P_{outB}	Potencia de salida modo B	W
P_{outC}	Potencia de salida modo C	W
P_{outBus}	Potencia de salida modo D en el puerto del Bus de CD	W
P_{outBat}	Potencia de salida modo D en el puerto de la Batería	W
Q	Factor de calidad	Adimensional
Q_{min}	Factor de calidad mínimo	Adimensional
R	Carga en la salida del rectificador	Ω
R_1	Resistencia calculada devanado 1	Ω
R_2	Resistencia calculada devanado 2	Ω
R_3	Resistencia calculada devanado 3	Ω
R_{eq}	Resistencia equivalente del rectificador	Ω
R_{eq1}	Resistencia equivalente reflejada en el secundario	Ω
R_{eqBat}	Resistencia equivalente del puerto de la batería	Ω
R_{eqCD}	Resistencia equivalente del puerto del bus de CD	Ω
$R_{ds(on)}$	Resistencia drenaje – fuente de un MOSFET	Ω
R_{L1}	Resistencia devanado 1	Ω
R_{L2}	Resistencia devanado 2	Ω
R_{L3}	Resistencia devanado 3	Ω
R_{se}	Resistencia equivalente parte del tanque LC serie	Ω
V_1	Voltaje de la componente fundamental	V
V_A	Voltaje entregado por el modo A	V
V_B	Voltaje entregado por el modo B	V
V_C	Voltaje entregado por el modo C	V
V_{Bus}	Voltaje entregado por el modo D al puerto del Bus de CD	V
V_{Bat}	Voltaje entregado por el modo D al puerto de la batería	V
V_{CD}	Voltaje de alimentación del prototipo	V
V_{Cse}	Voltaje en el capacitor resonante equivalente	V
V_F	Voltaje de caída en los diodos	V
V_{FV}	Voltaje generado por panel fotovoltaico	V
V_L	Voltaje en el inductor resonante	V
V_{Lse}	Voltaje en el inductor serie equivalente	V
V_{o1}	Voltaje fundamental a la salida del tanque resonante	V
V_R	Voltaje de salida del rectificador	V
V_{rect1}	Voltaje reflejado en el devanado secundario sin rectificador	V
V_{Req}	Voltaje de la resistencia equivalente del rectificador	V
V_{Req1}	Voltaje resistencia equivalente reflejada en el secundario	V
V_{Rse}	Voltaje en la resistencia serie	V
W_A	Área de ventana del núcleo	cm ²
X_{Lmp}	Reactancia magnetizante del devanado 1	Ω
X_{Lse}	Reactancia del inductor serie equivalente	Ω
X_{Cse}	Reactancia del capacitor serie equivalente	Ω

X_{Lr}	Reactancia resonante	Ω
X_{Cs}	Reactancia del capacitor resonante	Ω
X_L	Reactancia del inductor resonante	Ω
α_1	Porcentaje de la potencia aparente manejada por el devanado 1	Adimensional
α_2	Porcentaje de la potencia aparente manejada por el devanado 2	Adimensional
α_3	Porcentaje de la potencia aparente manejada por el devanado 3	Adimensional
δ	Profundidad de penetración del efecto piel	mm
η_A	Eficiencia modo A	Adimensional
η_B	Eficiencia modo B	Adimensional
η_C	Eficiencia modo C	Adimensional
η_D	Eficiencia modo D	Adimensional
ρ	Resistividad del cobre	Ωcm
ω	Frecuencia del sistema	rad/s
ω_0	Frecuencia natural	rad/s

ACRONIMOS Y ABREVIACIONES

B2L	Ruta de energía desde la batería hacia la carga o el bus de CD
CA	Corriente alterna
CD	Corriente directa
CTP	Convertidor de tres puertos
DAB	Dual Active Bridge (Puente activo dual)
FV	Fotovoltaico
IEA	Agencia Internacional de Energía (<i>International Energy Agency</i>)
KGFE	Método de la Constante Geométrica para el diseño de transformadores
LC	Circuito resonante compuesto por un inductor y un capacitor
LLC	Topología de tanque resonante con dos inductores y un capacitor
MOSFET	Transistor de efecto de campo de semiconductor de óxido metálico (<i>Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor</i>)
MUR	Diodo rectificador de recuperación ultrarrápida (<i>Ultra-Fast Recovery Diode</i>)
P1S2	Topología con 1 etapa de conversión en la ruta primaria de energía (P) y 2 etapas en la ruta secundaria (S)
P1S3-I	Variante I de topología con 1 etapa en la ruta primaria y 3 en la secundaria
P1S3-II	Variante II de topología con 1 etapa en la ruta primaria y 3 en la secundaria
P2B	Ruta de energía del puerto fotovoltaico hacia la batería
P2L	Ruta de energía del puerto fotovoltaico hacia la carga
P2S2	Topología con 2 etapas en la ruta primaria y 2 en la secundaria
P2S3	Topología con 2 etapas en la ruta primaria y 3 en la secundaria
P2S4	Topología con 2 etapas en la ruta primaria y 4 en la secundaria
PCB	Tarjeta de circuito impreso (<i>Printed Circuit Board</i>)
PVPS	Programa de Sistemas Fotovoltaicos de la IEA (<i>Photovoltaic Power Systems Programme</i>)
PWM	Modulación por ancho de pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
RC	Arreglo de resistencia y capacitor para el rectificador
RLC	Circuito compuesto por resistencia, inductor y capacitor
SAE	Sistema de almacenamiento de energía
SPICE	<i>Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis</i> (Programa de simulación para circuitos electrónicos)
TAB	Triple Active Bridge (Puente triple activo)

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 Capacidad instalada acumulativa total de energía FV a nivel mundial....	20
Figura 2 Aplicaciones de los sistemas fotovoltaicos [5].....	21
Figura 3 Sistema FV con almacenamiento y conectado a red [5]	21
Figura 4 Integración FV-SAE empleando convertidores unidireccionales	22
Figura 5 Integración FV-SAE empleando CTP	23
Figura 6 CTP categorizados de acuerdo al aislamiento galvánico.	27
Figura 7 Modos de operación de los CTP	28
Figura 8 Rutas de transmisión de energía en los CTP	29
Figura 9 Convertidor CD-CD LLC resonante de tres puertos completamente aislado.	36
Figura 10 Circuitos equivalentes de cada modo de operación	38
Figura 11 Simplificación de convertidor LLC a LC serie equivalente.....	39
Figura 12 Atenuación del contenido armónico a distintos valores de factor de calidad	40
Figura 13 Convertidor CD-CD resonante LLC.....	42
Figura 14 Eficiencia de rectificadores.....	43
Figura 15 Circuito equivalente para determinar Req.	44
Figura 16 Circuito equivalente de CTP aislado	45
Figura 17 Simulación del CTP LLC en SPICE.....	51
Figura 18 Rendimiento del modo de operación A	51
Figura 19 Rendimiento del modo de operación B	52
Figura 20 Rendimiento del modo de operación C	52
Figura 21 Rendimiento del modo de operación D	53
Figura 22 Pérdidas en semiconductores Modo D.....	53
Figura 23 Pérdidas en modo de operación D	54
Figura 24 Rendimiento del modo D sintonizado a 510kHz.....	54
Figura 25 Pérdidas en MOSFET de conmutación del puerto FV en modo D. Sintonizado a 510kHz	55
Figura 26 Diseño del convertidor clase D y rectificador	57
Figura 27 Diseño del puerto bidireccional	58
Figura 28 Placa PCB puerto FV y rectificador	58
Figura 29 Placa de puerto bidireccional	59
Figura 30 Vista 3D de puerto FV y rectificador	59
Figura 31 Vista 3D de puerto bidireccional.....	60
Figura 32 Forma de onda generada por el UC3825N a una frecuencia de 500kHz	66
Figura 33 Señales de control del puerto FV	66
Figura 34 Señales de control del puerto de batería.....	67
Figura 35 Transformador con núcleo ETD 59 3F3	70
Figura 36 Implementación de la etapa de potencia	71

Figura 37 A) Etapa de potencia del Puerto FV y Bus de CD. B) Etapa de potencia del puerto de la batería	72
Figura 38 Rendimiento modo A.....	73
Figura 39 Tanque resonante modo A.....	73
Figura 40 Voltaje en la carga, modo de operación A.....	74
Figura 41 Potencia entregada en el modo de operación A	74
Figura 42 Rendimiento modo B.....	75
Figura 43 Tanque resonante modo B.....	76
Figura 44 Voltaje en la carga, modo de operación B.....	76
Figura 45 Potencia entregada en el modo de operación B	77
Figura 46 Rendimiento modo C.....	77
Figura 47 Tanque resonante modo C.....	78
Figura 48 Voltaje en la carga, modo de operación C	78
Figura 49 Potencia entregada en el modo de operación C	79
Figura 50 Rendimiento modo D.....	79
Figura 51 Tanque resonante modo D.....	80
Figura 52 Voltaje en la carga de la batería, modo de operación D.....	80
Figura 53 Voltaje en la carga del bus de CD, modo de operación D.....	80
Figura 54 Potencia entregada en el modo de operación D	81
Figura 55 Análisis de pérdidas en prototipo modo D.....	82

LISTA DE TABLAS

Tabla 1 Parámetros de diseño reportados en topologías aisladas	32
Tabla 2 Especificaciones del convertidor	45
Tabla 3 Diseño del convertidor CTP bidireccional resonante LLC	46
Tabla 4 Especificaciones del transformador.....	61
Tabla 5 Dimensiones geométricas ETD 59	62
Tabla 6 Especificaciones del prototipo	67
Tabla 7 Rediseño del prototipo a 30W y 350kHz	68
Tabla 8 Voltaje y potencia de entrada modo A.....	74
Tabla 9 Potencia de salida y eficiencia del modo A	75
Tabla 10 Voltaje y potencia de entrada modo B.....	76
Tabla 11 Potencia de salida y eficiencia del modo B	77
Tabla 12 Voltaje en la carga y potencia de entrada modo C.....	78
Tabla 13 Potencia de salida y eficiencia del modo C	79
Tabla 14 Voltaje y potencia de entrada modo de operación D	81
Tabla 15 Potencia de salida y eficiencia del modo D	81

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN.

La energía fotovoltaica (FV) se ha consolidado como una de las principales fuentes de energía renovable en el panorama energético global [1]. En el camino hacia el desarrollo de energía sostenible y libre de emisiones, la integración efectiva de más sistemas de energías renovables y SAE (Sistemas de Almacenamiento de Energía), desempeña un papel crucial [2]. Según el informe del Programa de Sistemas de Energía Fotovoltaica (PVPS, por sus siglas en inglés) de la Agencia Internacional de Energía (IEA, por sus siglas en inglés), la capacidad total instalada de sistemas fotovoltaicos solares a nivel mundial alcanzó los 1160GW en 2022, con una tasa de instalación anual de 220GW, como se muestra en Figura 1[3]. Es notable que una parte significativa de estas instalaciones se encuentra en forma de sistemas fotovoltaicos en tejados de viviendas residenciales Figura 1.

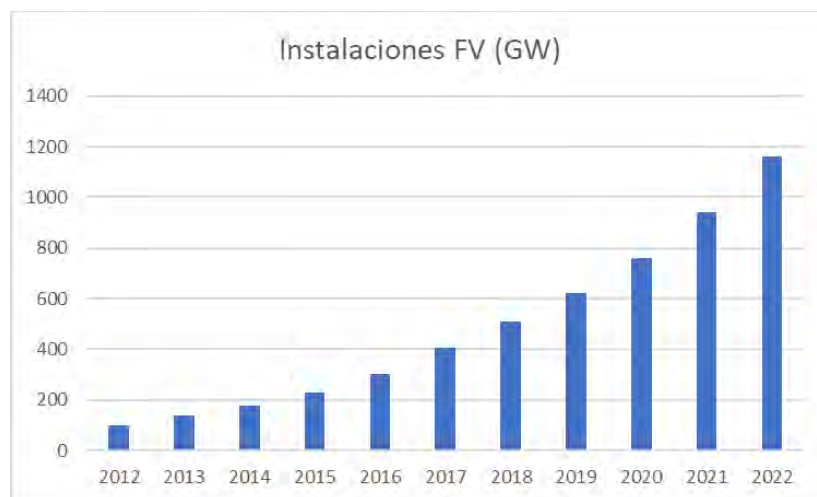


Figura 1 Capacidad instalada acumulativa total de energía FV a nivel mundial [3].

En países como Australia, las instalaciones FV, principalmente residenciales, han experimentado un crecimiento constante, complementado con un aumento en sistemas comerciales en tejados. A nivel mundial, la capacidad total de los SAE en aplicaciones estacionarias se estima en 11 GWh, con proyecciones que sugieren un aumento sustancial a entre 100 GWh y 167 GWh para el año 2030 [4]. Estos sistemas SAE, en su mayoría residenciales, representan una oportunidad crucial para optimizar la penetración de las energías renovables en la red eléctrica, especialmente a medida que los costos de los SAE basados en iones de litio continúan disminuyendo gradualmente [4]. Se prevé que esta tendencia hacia una mayor penetración de los SAE en el sector energético se mantenga y se refuerce hacia el año 2030 [4].

1.1. Antecedentes

Un sistema fotovoltaico consta de diversos componentes esenciales que trabajan de manera concertada para capturar, convertir, almacenar y distribuir la energía solar de manera

eficiente y confiable, en la Figura 2 se muestran las distintas aplicaciones de los sistemas fotovoltaicos. [5]

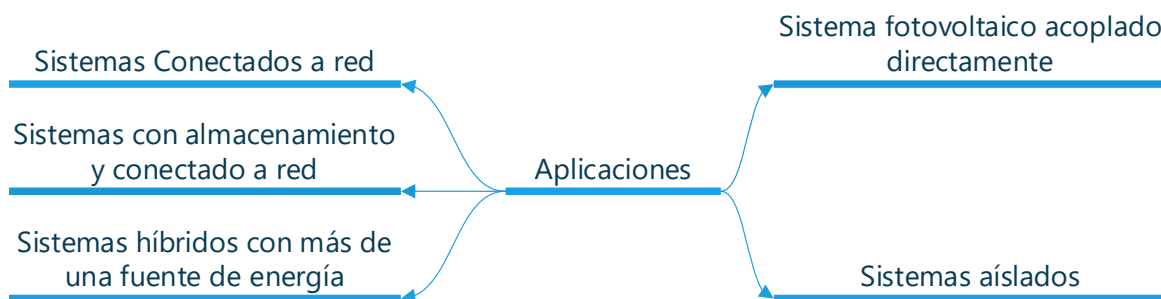


Figura 2 Aplicaciones de los sistemas fotovoltaicos [5]

Maximizar el aprovechamiento de las fuentes renovables implica la implementación de convertidores CD-CD eficientes. Estos convertidores deben cumplir con criterios específicos, como costos reducidos, peso liviano, baja tensión de conmutación y alta densidad de potencia. Por ende, las investigaciones actuales se centran en las técnicas de conversión de corriente alterna (CA) a CD, CD-CA y CD-CD para mejorar la eficiencia de conversión de energía. La Figura 3 proporciona una visualización de la aplicación de diversos convertidores electrónicos de potencia en contextos relacionados con sistemas de energía renovable [6].

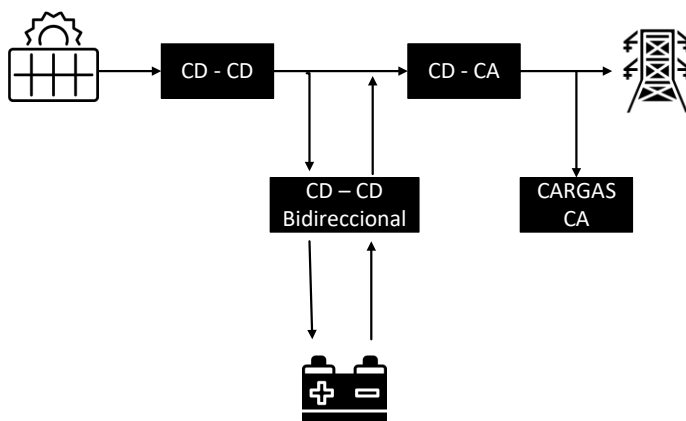


Figura 3 Sistema FV con almacenamiento y conectado a red [5].

1.2. Planteamiento del Problema

La integración de sistemas de almacenamiento de energía (SAE) con sistemas fotovoltaicos (FV), como se muestra en la Figura 4, enfrenta diversos desafíos, particularmente en términos de eficiencia, confiabilidad y costos asociados a los convertidores de energía [7]. La naturaleza intermitente de la generación fotovoltaica, sujeta a variaciones estacionales y condiciones climáticas [8], resalta la necesidad de contar con sistemas de almacenamiento que permitan gestionar adecuadamente la oferta y la demanda de energía. Sin embargo, las soluciones tradicionales suelen requerir múltiples etapas de conversión [7], lo que incrementa la complejidad de la gestión del flujo de potencia, el volumen de los equipos, las pérdidas energéticas y los costos de implementación. Además, las arquitecturas convencionales, basadas en convertidores no optimizados para operación multipuerto, pueden provocar problemas de calidad de energía, como sobrecargas o fluctuaciones de voltaje en el sistema de distribución [8]. Estos factores en conjunto plantean interrogantes sobre la viabilidad económica y técnica de una integración eficiente entre fuentes fotovoltaicas y sistemas de almacenamiento, haciendo necesaria la exploración de nuevas topologías que reduzcan la cantidad de componentes, mejoren la eficiencia global y aseguren una operación robusta ante las variaciones de las condiciones de entrada.

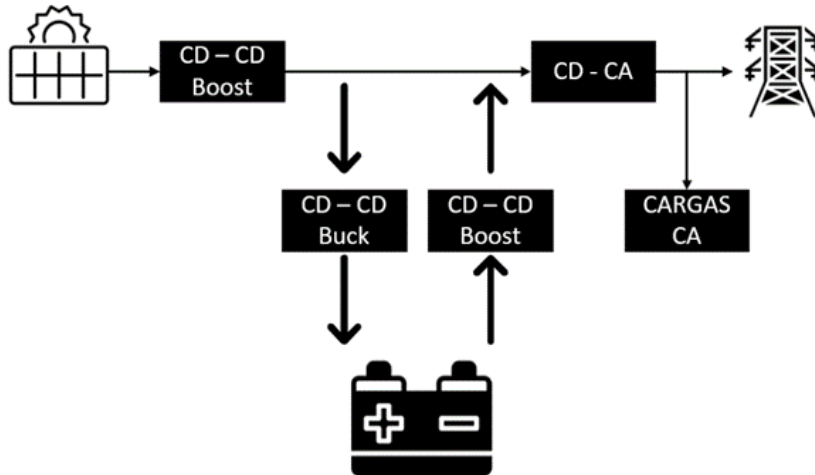


Figura 4 Integración FV-SAE empleando convertidores unidireccionales.

1.3. Propuesta de solución

En respuesta a los desafíos identificados, la evolución de los convertidores de energía hacia topologías de múltiples puertos representa una oportunidad representativa. En particular, los esquemas FV-SAE que implementan convertidores de tres puertos (CTP), como el mostrado en la Figura 5, permiten reducir el número de etapas de conversión y la cantidad de componentes necesarios, facilitando una gestión más eficiente y flexible del flujo de energía entre diferentes fuentes, dispositivos de almacenamiento y la carga. Esta arquitectura no solo incrementa la eficiencia global y la densidad de potencia del sistema, sino que también mejora la integración funcional en aplicaciones de generación distribuida [9]. Sin embargo, pese al potencial de estas configuraciones, existen aún pocas referencias

que aborden el desarrollo de convertidores de tres puertos con topologías resonantes específicamente diseñados para sistemas fotovoltaicos, lo que abre una línea de investigación relevante para proponer soluciones más eficientes y adaptadas a las condiciones operativas reales.

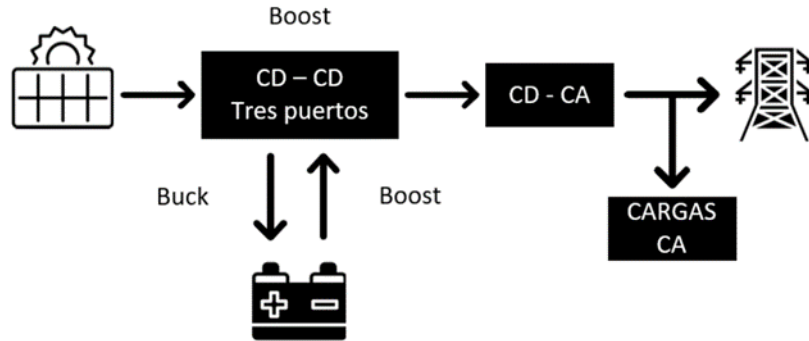


Figura 5 Integración FV-SAE empleando CTP.

1.4. Objetivos

1.1.1 Objetivo General

Analizar y evaluar convertidores bidireccionales resonantes para sistemas fotovoltaicos con el fin de diseñar, simular e implementar una topología específica que cumpla con criterios por definir de eficiencia y densidad de potencia.

1.1.2 Objetivos Específicos

1. Realizar una revisión exhaustiva del estado del arte de los convertidores bidireccionales resonantes utilizados en sistemas fotovoltaicos.
2. Plantear al menos una alternativa para su diseño, simulación e implementación.
3. Realizar simulaciones del circuito propuesto para verificar su desempeño en términos de los parámetros técnicos requeridos, asegurando el cumplimiento de los estándares de eficiencia y confiabilidad.
4. Realizar pruebas en el prototipo con el fin de comparar los resultados experimentales con los datos previamente documentados en la literatura.

1.5. Justificación

Actualmente, con el crecimiento de las energías renovables y el almacenamiento den baterías, se necesitan convertidores de potencia que sean más eficientes, compactos y capaces de operar en ambos sentidos de flujo de energía. Los convertidores de múltiples puertos, y en particular los de tres puertos, ofrecen ventajas claras para estas aplicaciones, ya que

permiten integrar dos fuentes con una carga (o viceversa) reduciendo el número de etapas de conversión[10].

Este tipo de convertidores ayuda a reducir el número de componentes, reducir costos, mejorar la eficiencia, densidad de potencia y simplificar el sistema de control, lo cual es clave para aplicaciones como micro redes, sistemas fotovoltaicos con almacenamiento, o vehículos eléctricos [11]. En los últimos años, se han propuesto diferentes estructuras topológicas para este tipo de convertidores, como las conocidas P1S2, P2S2, P2S3, entre otras. Estas estructuras buscan clasificar las posibles rutas de transferencia de energía entre los puertos y facilitan el análisis de sus características [10].

Muchas de estas topologías pueden ser complejas o poco eficientes, especialmente si se busca operar a frecuencias altas con conmutación suave. Por eso, el diseño de un convertidor de tres puertos que funcione en modo resonante y que sea capaz de transferir energía de forma bidireccional entre sus puertos representa una oportunidad para contribuir con una solución adecuada.

1.6. Limitaciones

Durante el desarrollo de esta tesis, se presentaron algunas limitaciones que es importante tener en cuenta para contextualizar los resultados obtenidos:

- Las pruebas experimentales se realizaron únicamente en condiciones de laboratorio, con fuentes controladas y cargas fijas. No se simulaban escenarios reales como variaciones de radiación solar, temperatura o alteraciones en la red eléctrica, por lo que los resultados podrían cambiar si el sistema se implementara en campo.
- El diseño se enfocó en una sola topología, elegida tras revisar distintas alternativas reportadas en la literatura. Sin embargo, no se realizó una comparación práctica con otras configuraciones, por lo que no se pretende afirmar que sea la mejor opción, sino una solución viable para el caso de estudio.
- El prototipo fue construido y evaluado a una potencia de 30W, acorde al equipamiento disponible.
- Uno de los puntos clave es que el convertidor opera completamente en lazo abierto. No se implementaron estrategias de control que cierren el lazo del sistema, ni se incluyó un algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT). Esto limita la capacidad del sistema para adaptarse dinámicamente a las condiciones de operación, especialmente en ambientes variables.
- Se asume una disponibilidad estable de los componentes utilizados, sin considerar aspectos como la degradación térmica o el envejecimiento.
- El convertidor diseñado está pensado para aplicaciones de sistemas fotovoltaicos con almacenamiento integrado y una interconexión a la red para aprovechar los beneficios del aislamiento otorgado por el transformador, sin embargo, no se contempla que las

baterías puedan cargarse a través de la red eléctrica, por lo que se espera que el sistema fotovoltaico funcione con la mayor autonomía posible, empleando la red eléctrica únicamente como respaldo en situaciones excepcionales.

CAPÍTULO 2

REVISION DE LOS CONVERTIDORES CD-CD DE TRES PUERTOS AISLADOS PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CON ALMACENAMIENTO INTEGRADO

CAPÍTULO 2. REVISION DE LOS CONVERTIDORES DE TRES PUERTOS ASILADOS PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

2.1. Tipos de convertidores de tres puertos

Dependiendo de las necesidades específicas de aislamiento galvánico, los convertidores de tres puertos (CTP) pueden ser categorizados en tres variantes: topologías no aisladas, topologías completamente aisladas y topologías parcialmente aisladas como se muestra en la Figura 6. Mientras que los CTP sin aislamiento ofrecen la ventaja de ser compactos y económicos, su utilidad está limitada a aplicaciones donde el aislamiento galvánico no es crítico. En contraste los CTP parcialmente aislados cumplen con el requisito mínimo de aislamiento galvánico entre un puerto y los otros dos con tierra común. En estos casos, los puertos que comparten tierra son la batería y el panel fotovoltaico, para permitir la conexión a un bus de CD con la opción de interconectarse a la red eléctrica.

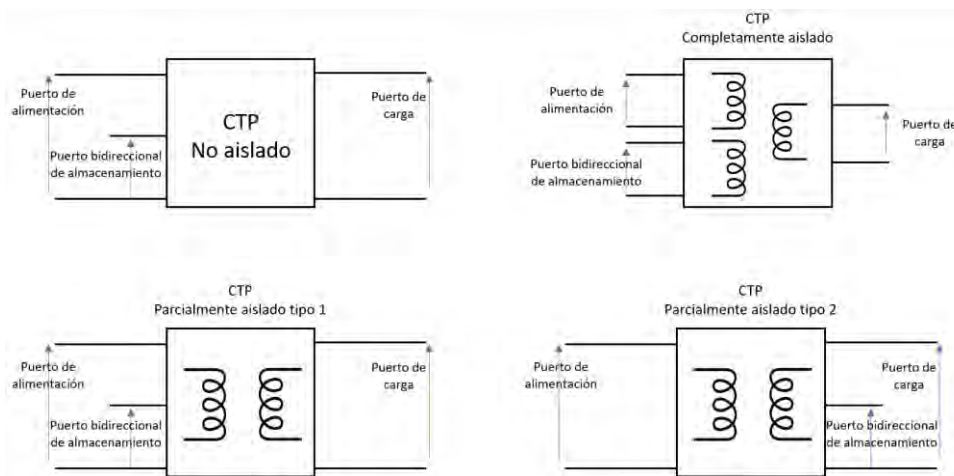


Figura 6 CTP categorizados de acuerdo al aislamiento galvánico.

Este trabajo abordará el estudio de las topologías completamente aisladas que suelen emplear transformadores de múltiples bobinados o múltiples transformadores de dos bobinados para lograr el aislamiento galvánico entre todos los pares de puertos, facilitando así la igualación de voltajes, el manejo de altas potencias y la posibilidad de implementar topologías resonantes que mejoren la eficiencia [9], [10], [4].

En este contexto, surge la necesidad de una revisión exhaustiva de las topologías de los CTP completamente aislados para sistemas fotovoltaicos con almacenamiento. La organización de esta revisión es la siguiente: en la sección 2 se abordan las topologías y los modos de operación de los CTP. En la sección 3 se presenta la revisión topológica de los CTP. Finalmente, en la sección 4 se presenta una reflexión sobre las ventajas y limitaciones de estas topologías de convertidores.

2.2. Topología de convertidores de tres puertos

Los CTP representan una clase de convertidores de energía que ofrecen una solución eficiente y versátil para la integración de sistemas fotovoltaicos con almacenamiento de energía. En esta sección, se explorará en detalle la topología de los CTP y su aplicación en sistemas FV-SAE, tomando como referencia las investigaciones reportadas en la literatura.

La topología básica de un CTP se muestra en la Figura 6 y consta de tres puertos principales, cada uno con funciones específicas en el sistema [12]. Un puerto se conecta al conjunto FV, un segundo puerto se conecta a la carga, y un último puerto se conecta a la batería de almacenamiento de energía [10]. Estos puertos pueden ser bidireccionales, lo que permite la transferencia de energía en ambas direcciones según las necesidades del sistema.

Las topologías CTP tienen distintos flujos de potencia, en [4] se representan 6 modos de operación ilustrados en la Figura 7. En el modo 1, el conjunto fotovoltaico satisface la demanda de carga y el excedente de generación fotovoltaica se almacena en el SAE. En el modo 2, el SAE absorbe toda la potencia fotovoltaica cuando la demanda de potencia de carga cae a cero. En el modo 3, el conjunto fotovoltaico y el sistema SAE suministran la demanda de potencia de carga. Si la potencia de carga del sistema SAE cae a cero, el conjunto fotovoltaico suministra energía para satisfacer la demanda de carga en el modo 4. El modo 5 permite que el sistema SAE satisfaga la demanda de potencia de carga y/o se cargue utilizando la energía de la red cuando la generación fotovoltaica no está disponible. El modo 6 permite que el sistema SAE se cargue desde la red mientras el conjunto fotovoltaico suministra energía a la carga. Los modos operativos 5 y 6 requieren que la topología del convertidor CTP tenga un puerto de salida de CA capaz de garantizar una operación de CA de cuatro cuadrantes completa para facilitar el flujo de potencia de CA bidireccional entre la red y la batería. La revisión está dominada por el CTP con tres puertos CD. Un puerto de CA es extremadamente raro. Un puerto CD bidireccional puede suministrar un inversor no aislado para formar un puerto de CA de cuatro cuadrantes efectivo [4].

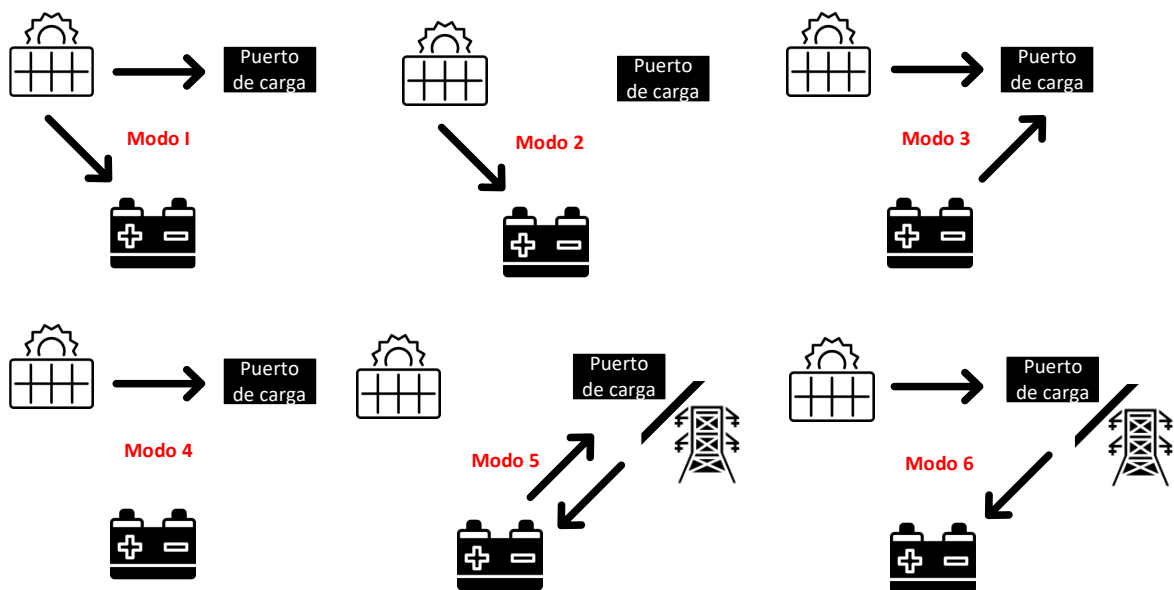


Figura 7 Modos de operación de los CTP.

Según [10], se establece que los CTP requieren de al menos tres rutas de transmisión de energía que son mostradas en la Figura 8. Desde el puerto FV al puerto de carga, P2L por sus siglas en inglés (PV port to Load port branch), desde puerto FV a puerto SAE, P2B por sus siglas en inglés (PV port to Battery port branch) y finalmente desde el puerto SAE al puerto de carga, B2L por sus siglas en inglés (Battery port to Load port branch). Estos tres caminos resultan en 5 posibles estructuras.

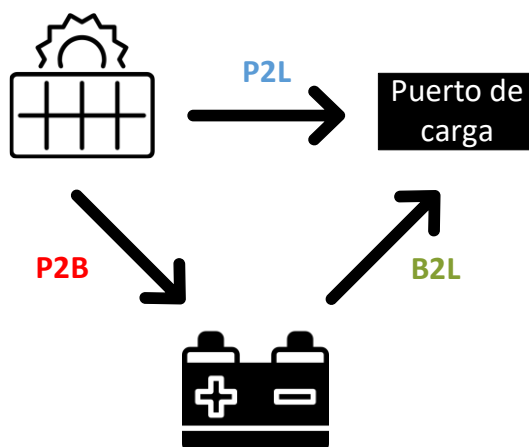


Figura 8 Rutas de transmisión de energía en los CTP.

Para el propósito principal de transmitir energía desde el puerto de generación fotovoltaica al puerto de consumo de carga, se identifican dos rutas factibles de transmisión de energía. La Ruta I, directa, transmite energía exclusivamente a través de la rama P2L, mientras que la Ruta II, indirecta, transmite energía mediante las ramas P2B y B2L. En general, se ha observado que la potencia promedio transmitida por la Ruta I supera significativamente a la de la Ruta II. Por consiguiente, se denominan Ruta principal de transmisión de energía y Ruta secundaria de transmisión de energía, respectivamente. Dado que cada rama de transmisión de energía puede operar mediante un convertidor CD/CD de dos puertos unidireccional, con al menos una variable de control independiente, como el ciclo de trabajo, la frecuencia, la fase, etc., se satisface plenamente el requisito de control para los CTP. Posteriormente, se deriva la topología correspondiente. Se observa que la transmisión de energía a través de la Ruta principal requiere una conversión de potencia de una sola etapa, mientras que la de la Ruta secundaria necesita una conversión de potencia de dos etapas. En consecuencia, la topología es designada como estructura primaria de una etapa y secundaria de dos etapas, P1S2 por sus siglas en inglés (Primary single stage and secondary two stage) [10].

En el caso anterior la energía transmitida inicialmente por la ruta principal de transmisión de energía también puede fluir a través de la ruta secundaria de transmisión de energía, a diferencia de la estructura primaria de 2 etapas y secundaria de dos etapas, P2S2 por sus siglas en inglés (Primary two stage and secondary two stage) que comparte una sola ruta para los flujos de potencia, eliminando el camino P2L. De manera análoga, tanto la rama P2B como la rama B2L pueden ser implementadas mediante un convertidor CD/CD de dos puertos unidireccional, cumpliendo así con el requisito de control.

Para llevar a cabo la carga y descarga de la batería se puede emplear un convertidor CD/CD bidireccional de dos puertos, considerando que la potencia de carga y descarga son iguales sin considerar las pérdidas. Este convertidor interactuará con la batería. Al tener tanto las ramas de transmisión de potencia de carga como de descarga con una variable de control independiente, solo se requiere otro convertidor CD/CD de dos puertos unidireccional para proporcionar la tercera rama de transmisión de potencia y otra variable de control independiente para los CTP. Por consiguiente, se obtienen dos diagramas de transmisión de potencia respectivamente. Las topologías correspondientes están constituidas de la siguiente manera: la potencia transmitida a través de la ruta de transmisión de potencia primaria requiere una conversión de potencia de una sola etapa, mientras que la potencia transmitida a través de la ruta de transmisión de potencia secundaria requiere una conversión de potencia de tres etapas. La explicación radica en que, durante el proceso de carga de la batería, se lleva a cabo una conversión de potencia de una sola etapa, mientras que, durante el proceso de descarga, se requiere una conversión de potencia de dos etapas. Por otro lado, una variante de esta estructura sería que durante el proceso de carga de la batería, se lleva a cabo una conversión de potencia de dos etapas, mientras que durante el proceso de descarga, se requiere una conversión de potencia de una sola etapa [10].

Como resultado, las topologías anteriormente descritas se designan como 'Estructura primaria de una etapa y secundaria de tres etapas tipo-I (P1S3-I)' y 'Estructura primaria de una etapa y secundaria de tres etapas tipo-II (P1S3-II)' respectivamente. Por último, para facilitar la interconexión de tres buses de CD que se conectan con tres subsistemas de CD respectivamente, se puede emplear la topología denominada 'Estructura primaria de dos etapas y secundaria de cuatro etapas (P2S4)'. En comparación con la arquitectura convencional basada en buses de CD, esta estructura ofrece una mayor densidad de potencia sin requerir capacitores de enlace de CD voluminosos. Los tres convertidores CD/CD intercambian energía a través de un bus dinámico común, y son identificados como convertidor de puerto FV a bus (P2BUS), convertidor de bus a puerto de carga (BUS2L) y convertidor de batería a bus (B2BUS) respectivamente [10].

En referencia al trabajo [10], se realiza un análisis comparativo exhaustivo de las cinco topologías de los CTP (P1S2, P2S2, P1S3-I, P1S3-II y P2S4). Este análisis abarca tres dimensiones fundamentales: la eficiencia de sistema, la complejidad topológica, y la implementación del control.

Eficiencia del sistema: La eficiencia del sistema en los CTP se define como la relación entre la potencia promedio del puerto de salida al puerto FV en una base diaria. Esta eficiencia se ve influenciada por varios factores, como la topología, la potencia nominal y la frecuencia de conmutación. En general, menos etapas de conversión de potencia conducen a una mayor eficiencia del sistema. La estructura 'P1S2' muestra la eficiencia más alta, seguida de las estructuras 'P1S3-I' y 'P1S3-II'. La eficiencia de la estructura 'P2S2' es menor, mientras que la estructura 'P2S4' tiene la eficiencia más baja [10].

Complejidad topológica: La complejidad topológica de los CTP se puede deducir a partir del número de convertidores CD/CD requeridos. La estructura 'P2S2' consta de dos convertidores de dos puertos unidireccionales, mientras que la estructura 'P1S3' incluye un

convertidor CD/CD de dos puertos unidireccional y uno bidireccional. Por otro lado, la estructura 'P1S2' presenta tres convertidores CD/CD de dos puertos unidireccionales, y la estructura 'P2S4' está compuesta por dos convertidores CD/CD de dos puertos unidireccionales y uno bidireccional. En consecuencia, la estructura 'P2S2' se considera la más simple, seguida de la estructura 'P1S3', mientras que la estructura 'P1S2' resulta más compleja que estas dos y la estructura 'P2S4' es la más compleja de todas. Además, para lograr el aislamiento parcial de los CTP, especialmente el aislamiento de carga, se requieren dos convertidores CD/CD de dos puertos aislados (P2L y B2L) para la estructura 'P1S2', mientras que las estructuras 'P2S2', 'P1S3-I' y 'P2S4' solo necesitan un convertidor aislado. Sin embargo, esta función no es posible con la estructura 'P1S3-II' [10].

Realización del control: El control del sistema en los CTP se ve afectado por el número de controladores y la frecuencia de conmutación, lo que influye en la complejidad del control. La estructura 'P1S2' y 'P2S4' requieren más controladores, aumentando su complejidad. Por ejemplo, en la estructura 'P1S3-II', se necesitan múltiples conmutaciones de controlador para diferentes modos de operación, mientras que en 'P2S2' el control es más simple, ya que solo el controlador P2L necesita ser conmutado. Basándose en este análisis, se resume que la estructura 'P2S2' es preferible por su simplicidad topológica, la 'P1S2' por su alta eficiencia, y la 'P1S3-I' por su rendimiento general superior. Sin embargo, la 'P1S3-II' no es adecuada debido a su complejidad. Respecto a la 'P2S4', su rendimiento general no es satisfactorio, por lo que no se considera más en el estudio [10].

La evaluación de los convertidores de tres puertos destaca la importancia de considerar múltiples aspectos al seleccionar la estructura adecuada. Si bien cada una tiene sus virtudes y limitaciones, es fundamental encontrar un equilibrio entre eficiencia, complejidad y facilidad de control para optimizar el rendimiento del sistema. La estructura 'P1S2' sobresale por su alta eficiencia, aunque con una complejidad considerable, mientras que 'P2S2' ofrece simplicidad en el control a costa de una eficiencia ligeramente inferior. 'P1S3-I' presenta un rendimiento general superior, aunque con una complejidad significativa, y 'P1S3-II' se ve limitada por su complejidad a pesar de una eficiencia aceptable. En contraste, 'P2S4' se descarta debido a su rendimiento general insatisfactorio. En última instancia, la elección de la estructura ideal dependerá de las necesidades específicas del sistema y los compromisos entre eficiencia, complejidad y control.

2.3. Revisión de convertidores aislados de tres puertos

Los CTP aislados unos de otros son ampliamente utilizados en sistemas de energías renovables interconectados a red, gracias al aislamiento galvánico proporcionado por lo que suele ser un transformador de alta frecuencia con múltiples devanados. En la literatura han sido propuestas varias topologías CTP completamente aisladas [13],[14],[15],[16],[17]. Algunas de estas referencias presentan convertidores bidireccionales derivados de la topología de puente activo doble, DAB por sus siglas en inglés (Double Active Bridge), incluyendo un tercer devanado acompañado de un puente activo.

Las topologías derivadas del DAB en adición a un tercer puente activo completo se le denomina TAB, por sus siglas en inglés (Triple Active Bridge) también son usados para desarrollar topologías de CTP aislados resonantes, debido a las ventajas de conmutación

suave que disminuye activamente las pérdidas por conmutación en [17],[18],[19],[20] y [21]. En [18] se presenta una topología con cinco celdas de conmutación y un transformador de media frecuencia con tanque resonante LLC serie en cada uno de los puertos. El tanque resonante serie LLC también fue reportado en [21], [19], [20], [22] siendo de las configuraciones resonantes más comunes para esta aplicación. Por otro lado el autor [17] utiliza circuitos resonantes de tipo 2C3L y 2C2L distribuidos en los tres puertos, Este diseño mejora las capacidades de modulación de potencia bidireccional de los convertidores de tres puertos convencionales, lo que permite al convertidor utilizar diferentes convertidores resonantes al cargar o descargar a través de puertos con diferentes niveles de voltaje.

En [23] se desarrolló un CTP con doble puente activo y un puerto rectificador, topología especialmente útil para sistemas con fuentes de energía y sistema de almacenamiento que no requieren un flujo bidireccional en todos los puertos.

Tabla 1 Parámetros de diseño reportados en topologías aisladas.

Refs.	Potencia nominal (kW)	Voltaje FV (V)	Voltaje Batería (V)	Voltaje de carga (V)	Frecuencia de conmutación (kHz)	Estructura	Circuito resonante	Número de semi-conductores	Puertos Bi-direccionales	Eff. Promedio
[13]	1	54	21-42	400	20	P1S2	No	12	Todos	-
[14]	1.5	80-100	40-45	50	100	P1S2	No	7	Batería	93.9%
[16]	150	880-1300	800-1300	1300	20	P1S2	No	12	Todos	98.8%
[17]	3	400	280-403	180-213	60-240	P1S2	2C3L 2C2L	12	Todos	94%
[18]	500	2000	750	300	5	P1S2	LLC	10	Todos	-
[19]	1	600	200	400	150	P1S2	LLC	12	Todos	94.7%
[20]	250	3600	1500	750	5	P1S2	LLC	6	Todos	-
[21]	0.5	50	36	200	100	P1S2	LLC	12	Todos	91%
[22]	0.3	390	48	12	700	P1S2	LLC	10	Todos	93%
[23]	0.35	50	36	200	100	P1S2	LLC	12	Batería	91%

Resumen de CTP completamente aislado: El resumen de las topologías de CPT totalmente aislado se presenta en la Tabla 1. Estos CTP en su mayoría cuentan con una topología TAB, debido al uso de esta topología la estructura en el flujo de potencia en todos los casos reportados es del tipo 'P1S2'. A su vez se encontraron circuitos resonantes, siendo el más utilizado de tipo LLC.

2.4. Conclusiones del estado del arte

En el estudio se investigaron los CTP como una solución eficiente y adaptable para integrar sistemas fotovoltaicos con almacenamiento de energía. Se exploraron cinco estructuras principales para el flujo de potencia: P1S2, P2S2, P1S3-I, P1S3-II y P2S4, analizando su complejidad, eficiencia del sistema y control. Se destacó que la estructura P1S2 muestra la mayor eficiencia, mientras que P2S4 es la más compleja. La simplificación del control es un beneficio clave de la estructura P2S2. Respecto a la realización del control, se encontró que P2S2 es preferible por su simplicidad, P1S2 por su eficiencia y P1S3-I por su rendimiento general superior. En contra parte las topologías P1S3-II y P2S4 son las que presentan más limitaciones y menos ventajas en comparación al resto.

En cuanto a la revisión de CTP aislados, se destacó su amplia aplicación en sistemas de energías renovables conectados a la red, beneficiándose del aislamiento galvánico que ofrecen. Su capacidad de manejar altas potencias y flexibilidad en los niveles de voltaje de cada puerto [9], [10], [4]. Se han propuesto diversas topologías completamente aisladas, entre las cuales las derivadas del puente activo doble (DAB) son prominentes. Estas topologías, conocidas como Triple Active Bridge (TAB), se caracterizan por incorporar un tercer puente activo completo. Además, se observa un uso creciente de circuitos resonantes, como el LLC, debido a sus ventajas en términos de altas frecuencias de operación, conmutación suave y reducción de pérdidas. En resumen, la investigación en CTP aislados destacó la importancia de la innovación en topologías y tecnologías de conmutación para mejorar la eficiencia y la fiabilidad de los sistemas de energía renovable.

CAPÍTULO 3

ANÁLISIS Y DISEÑO DEL CONVERTIDOR RESONANTE BIDIRECCIONAL MULTIPUERTO

CAPÍTULO 3 Diseño del Convertidor resonante LLC bidireccional multipuerto

3.1. Introducción al Diseño del Convertidor resonante LLC bidireccional multipuerto

El convertidor resonante LLC bidireccional multipuerto se ha consolidado como una de las topologías más empleadas en aplicaciones de conversión de energía, especialmente en configuraciones del tipo P1S2, debido a que esta variante ofrece una mayor eficiencia al reducir el número de etapas de conversión. Asimismo, se ha incrementado el interés por el uso de circuitos resonantes, como el LLC, gracias a sus ventajas en términos de eficiencia energética, operación a altas frecuencias y capacidad de conmutación suave.

La implementación del circuito resonante LLC permite desarrollar convertidores de tres puertos (CTP) con aislamiento galvánico, característica fundamental en aplicaciones de sistemas de energía renovable conectados a la red. Este aislamiento no solo mejora la seguridad y la compatibilidad entre diferentes dominios eléctricos, sino que también facilita el manejo de altas potencias y ofrece flexibilidad en los niveles de voltaje de cada puerto, permitiendo una integración eficiente de múltiples fuentes o cargas.

3.2. Topología del convertidor

La topología seleccionada para este trabajo corresponde a un convertidor resonante multipuerto bidireccional, orientado a aplicaciones en sistemas fotovoltaicos con almacenamiento de energía. Se definieron sus especificaciones de operación, incluyendo niveles de voltaje, potencia y frecuencia de conmutación, con el objetivo de asegurar un funcionamiento eficiente y flexible.

Como punto de partida, se tomaron como referencia las topologías reportadas en la literatura basadas en estructuras de triple puente activo (Triple Active Bridge, TAB), reconocidas por su capacidad de gestión bidireccional de energía entre múltiples puertos con aislamiento galvánico. Sin embargo, se realizaron modificaciones a dichas estructuras con el fin de simplificar la topología y reducir el número de componentes activos y pasivos, lo cual contribuye a disminuir el costo, el volumen y las pérdidas asociadas.

La estructura adoptada se basa en un convertidor resonante LLC de tres puertos con aislamiento galvánico, permitiendo una integración eficiente entre las distintas fuentes y cargas. El diseño de los tanques resonantes fue optimizado para lograr conmutación suave, mejorando la eficiencia de la etapa de potencia. Asimismo, se seleccionaron los componentes que garantizan la viabilidad de su implementación experimental.

De acuerdo a la literatura estudiada, se optó por un CTP resonante completamente aislado. En la Figura 9 se muestra la topología diseñada para abordar esta problemática, la cual incluye tres puertos: Fotovoltaico, batería y bus de CD. Esta estructura es capaz de operar en 4 modos:

- Módulo FV hacia bus de CD (Modo A).
- Batería hacia bus de CD (Modo B).
- Módulo FV hacia batería (Modo C).
- Módulo FV hacia batería y bus de CD (Modo D).

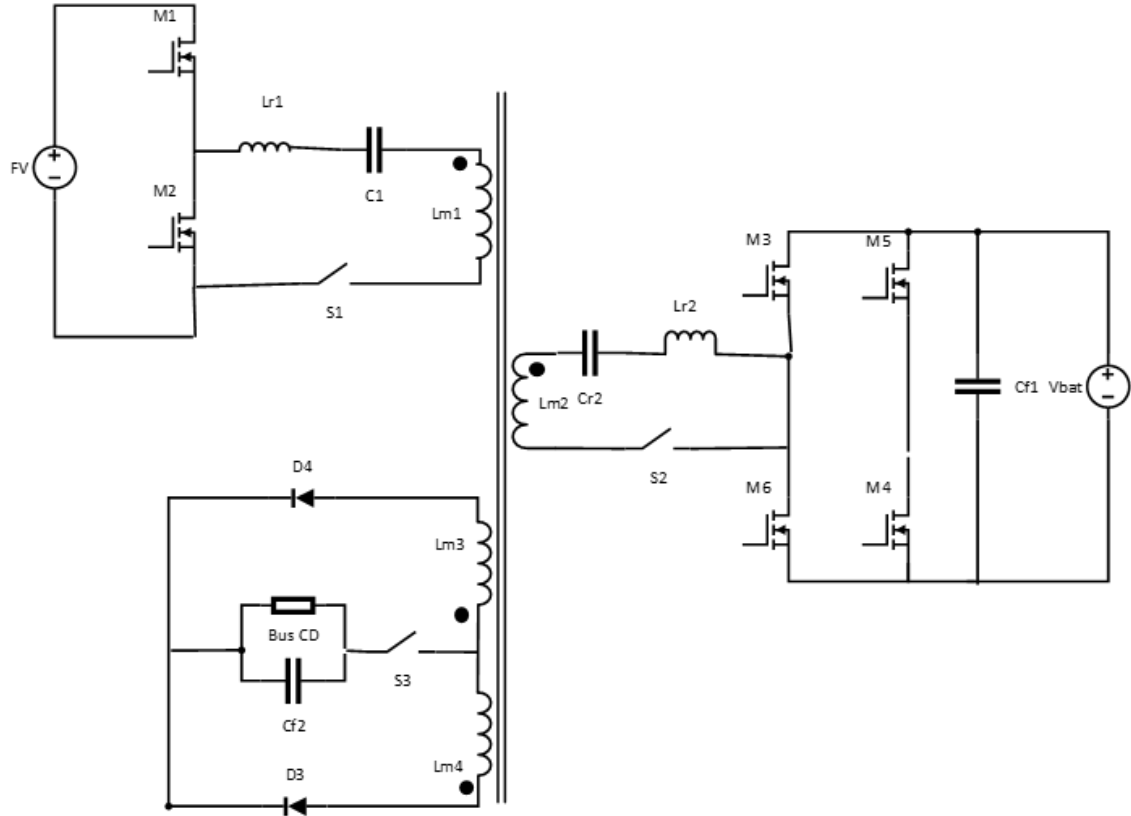
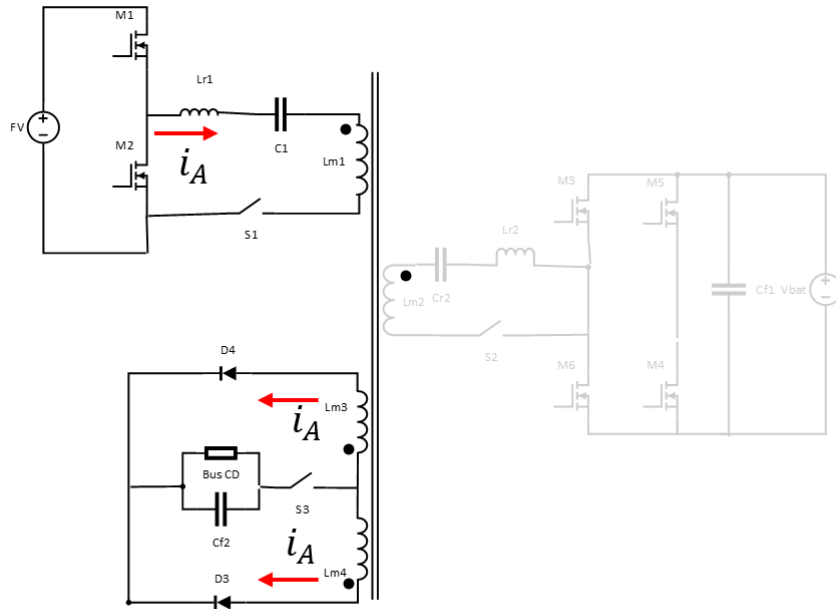
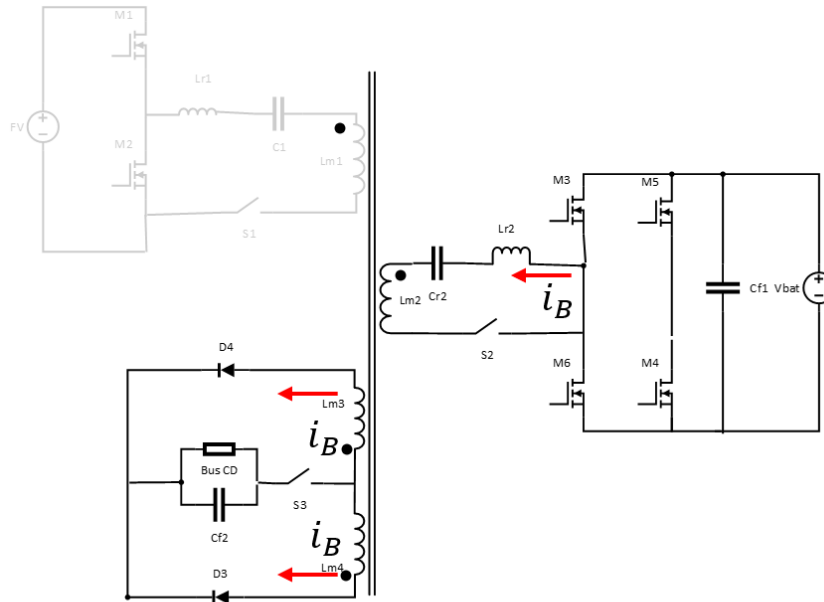


Figura 9 Convertidor CD-CD LLC resonante de tres puertos completamente aislado.

El CTP presentado en la Figura 9 está compuesto por dos convertidores resonantes LLC CD-CD y un rectificador con dos diodos y dos inductores. En el puerto FV, se optó por un amplificador clase D para la etapa de conmutación con el objetivo de reducir el número de componentes. Esto es posible debido a la implementación de un tanque resonante con un capacitor en serie a la salida del inversor, que filtra la componente de CD proveniente del amplificador clase D. Con el mismo objetivo de reducir componentes y obtener una mejor eficiencia se utiliza un rectificador de dos diodos. En la Figura 10 se observa el circuito equivalente para cada modo de operación.



A)



B)

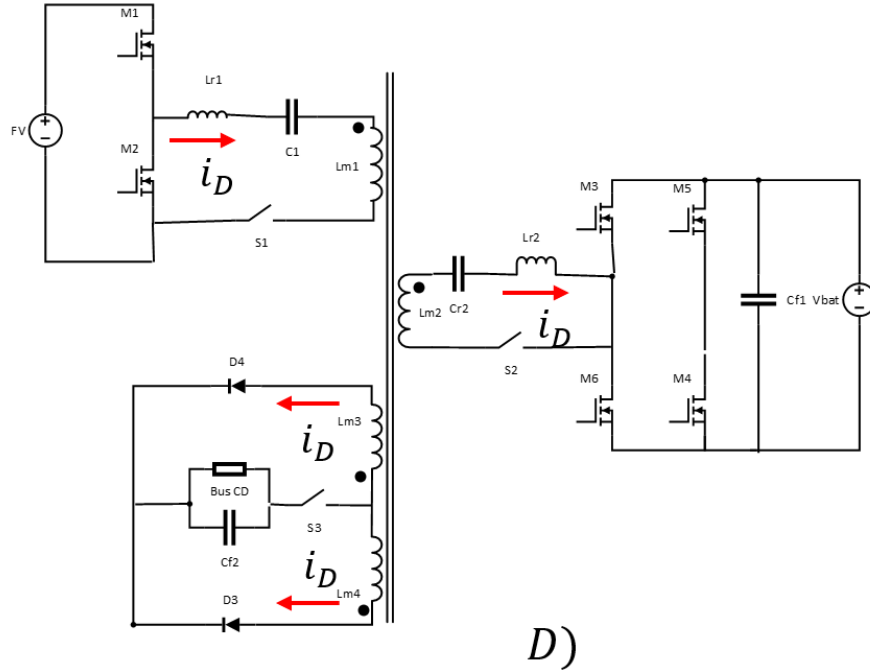
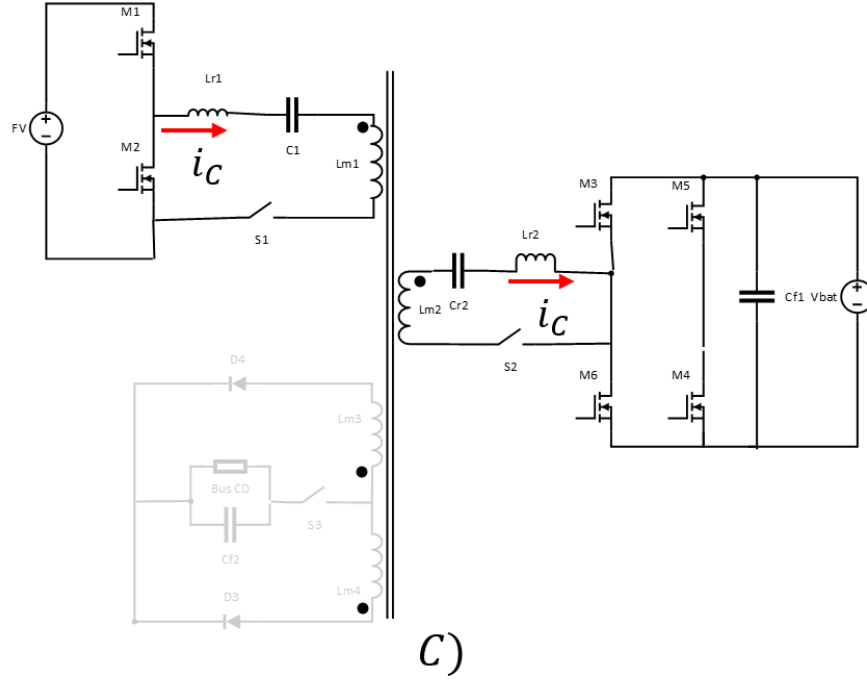


Figura 10 Circuitos equivalentes de cada modo de operación; A) Módulo FV – Bus de CD, B) Batería – Bus de CD, C) Módulo FV – Batería, D) Módulo FV – Batería y Bus de CD.

A partir del estudio de la literatura, se determinó que un convertidor de tres puertos resonante completamente aislado es una solución adecuada para la gestión eficiente de energía en sistemas fotovoltaicos con almacenamiento. La topología propuesta permite la operación en cuatro modos distintos, asegurando el menor número de rutas posibles para la transferencia de potencia entre el módulo fotovoltaico, la batería y el bus de CD.

3.3. Análisis del tanque resonante

Para determinar las ecuaciones que rigen el comportamiento del tanque resonante y el convertidor se tomó como referencia el trabajo presentado en [24]. Es necesario simplificar el circuito y llevar la topología LLC a una configuración LC serie equivalente. Posteriormente se aplica el análisis de aproximación a la fundamental para determinar su respuesta en resonancia. En la Figura 11 se presenta el proceso de simplificación de un convertidor LLC, donde se establecen las relaciones R_{eq} , R_{eq1} y R_{se} .

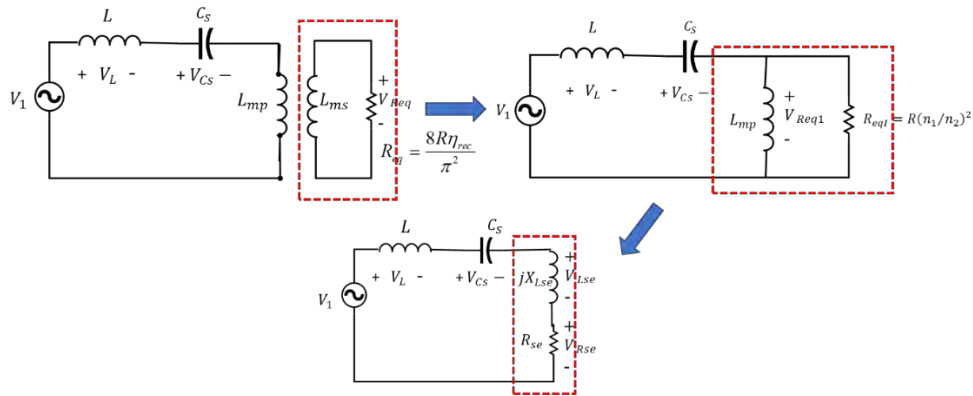


Figura 11 Simplificación de convertidor LLC a LC serie equivalente.

Del análisis fasorial del circuito se extraen las siguientes ecuaciones: X_{Lse} y R_{se} .

$$X_{Lse} = \frac{jX_{Lmp} R_{eq1}^2}{R_{eq1}^2 + X_{Lmp}^2} \quad (1)$$

$$R_{se} = \frac{X_{Lmp}^2 R_{eq1}}{R_{eq1}^2 + X_{Lmp}^2} \quad (2)$$

En resonancia se cumple la siguiente condición:

$$X_L + X_{Lse} = X_{Cse} \quad (3)$$

Por la ley de la conservación de la energía la potencia consumida por R_{se} y R_{eq1} debe ser la misma y $V_1 = V_{Rse}$.

$$P = \frac{V_1^2}{2R_{se}} = \frac{V_{Req1}^2}{2R_{eq1}} \quad (4)$$

Despejando R_{se} :

$$R_{se} = R_{eq1} \frac{V_1^2}{V_{Re q1}^2} \quad (5)$$

Sustituyendo por la ecuación de ganancia del tanque resonante:

$$M = \frac{V_{Re q1}}{V_1} \quad (6)$$

$$M^2 = \frac{R_{eq1}}{R_{se}} = \frac{R_{eq1}}{\frac{X_{Lmp}^2 R_{eq1}}{R_{eq1}^2 + X_{Lmp}^2}} = \frac{R_{eq1}^2 + X_{Lmp}^2}{X_{Lmp}^2} \quad (7)$$

$$X_{Lmp}^2 = \frac{R_{eq1}^2}{(M^2 - 1)} \rightarrow X_{Lmp} = \frac{R_{eq1}}{\sqrt{M^2 - 1}} \quad (8)$$

$$X_{Lmp} = \frac{R}{\sqrt{M^2 - 1}} \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 \therefore M > 1 \quad (9)$$

3.4. Cálculo del factor de calidad (Q) mínimo.

A medida que el factor de calidad aumenta, los armónicos se reducen sustancialmente actuando como un filtro que sólo deja pasar la componente fundamental. En la Figura 12 se observa el impacto del factor de calidad (Q=5 indica ser un valor óptimo).

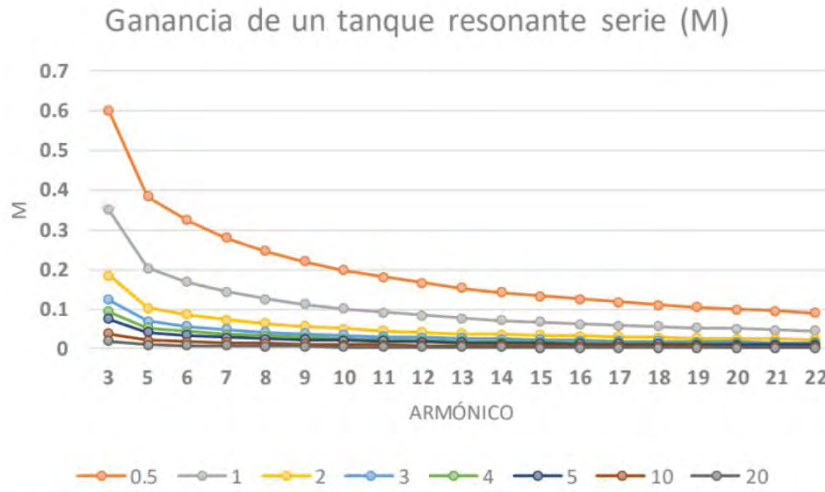


Figura 12 Atenuación del contenido armónico a distintos valores de factor de calidad.

Por la definición de factor de calidad:

$$Q = \frac{X_{Lr}}{R_{se}} = \frac{X_{cs}}{R_{se}} \quad (10)$$

La reactancia resonante es:

$$X_{Lr} = X_L + X_{Lse} = X_{cs} \quad (11)$$

Despejando R_{se} y X_{Lse} y sustituyendo en:

$$\frac{X_{Lse}}{R_{se}} = \frac{\frac{X_{Lmp} R_{eq1}^2}{R_{eq1}^2 + X_{Lmp}^2}}{\frac{X_{Lmp}^2 R_{eq1}^2}{R_{eq1}^2 + X_{Lmp}^2}} = \frac{R_{eq1}}{X_{Lmp}} \rightarrow \frac{(X_{Lr} - X_L)Q}{X_{cs}} = \frac{R_{eq1}}{X_{Lmp}} \quad (12)$$

Sustituyendo por X_{Lmp} :

$$\frac{X_{cs}Q - X_LQ}{X_{cs}} = \sqrt{M^2 - 1} \quad (13)$$

Despejando X_{cs} :

$$X_{cs} = \frac{X_L}{1 - \frac{\sqrt{M^2 - 1}}{Q}} \quad (14)$$

Por lo tanto, para que X_{cs} sea positiva se debe cumplir la siguiente condición:

$$Q > \sqrt{M^2 - 1} \quad (15)$$

3.5. Tanque resonante LLC como fuente de corriente o voltaje.

El tanque resonante LLC tiene la particularidad de poder trabajar como fuente de corriente o voltaje, debido a que la carga está en paralelo con el inductor L_{mp} . En la Figura 13 se muestran las condiciones para que el tanque se comporte de una u otra forma.

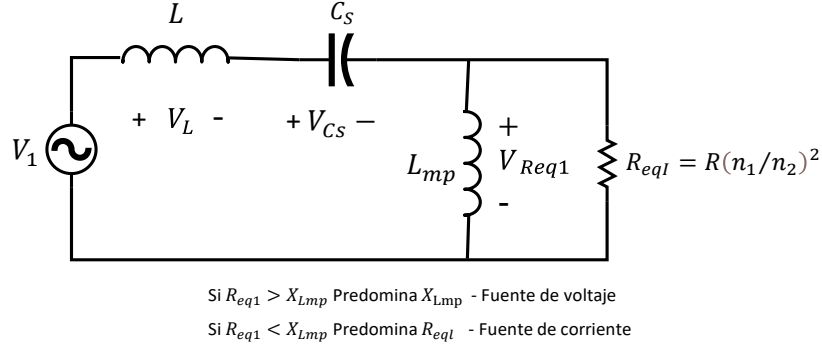


Figura 13 Convertidor CD-CD resonante LLC

Para simplificar el circuito, el tanque resonante fue diseñado como fuente de corriente, con el fin de poder utilizar un rectificador sin inductancia, ya que este tipo de rectificadores se comporta como fuente de voltaje cuadrada, por lo tanto $R_{eq1} \ll X_{Lmp}$.

3.6. Restricciones a la ganancia M del tanque resonante.

Partiendo de la ecuación para la reactancia de la inductancia magnetizante del primario obtenida en el análisis del tanque resonante LLC con transformador se tiene:

$$X_{Lmp} = \frac{R_{eq1}}{\sqrt{M^2 - 1}} \quad \text{Si } R_{eq1} \ll X_{Lmp} \quad (16)$$

Entonces implica que:

$$\begin{aligned} \sqrt{M^2 - 1} &\ll 1 \\ M &\ll \sqrt{2} \end{aligned} \quad (17)$$

Por otro lado, para que X_{Lmp} exista, de acuerdo a la misma ecuación $M > 1$, por lo tanto:

$$1 < M \leq 1.4102 \quad (18)$$

¿Qué tan pequeña debe ser R_{eq1} con respecto a X_{Lmp} ?

Definiendo: $R_{eq1} = \frac{X_{Lmp}}{a}$ Entre mayor sea a menor será R_{eq1} . Sustituyendo en:

$$X_{Lmp} = \frac{R_{eq1}}{\sqrt{M^2 - 1}} \quad (19)$$

$$a = \frac{1}{\sqrt{M^2 - 1}} \quad (20)$$

Despejando M:

$$M = \frac{\sqrt{a^2 + 1}}{a} \quad (21)$$

Para una $a = 10$ $M = 1.0049$

3.7. Elección del rectificador.

Con el tanque resonante trabajando como fuente de corriente, se eligió un rectificador compuesto por un arreglo RC en paralelo y dos diodos. Esta topología, comparada con otras más complejas, como el rectificador RC con cuatro diodos, presenta menos pérdidas de potencia debido a la menor cantidad de diodos utilizados, en la ecuación 22 se observa la eficiencia. En la Figura 14, se muestra una gráfica dónde se comparan 3 rectificadores: RC de 2 diodos, RC de 4 diodos y RLC con 4 diodos.

$$\eta_r = 1 - \frac{V_F}{V_R} \quad (22)$$

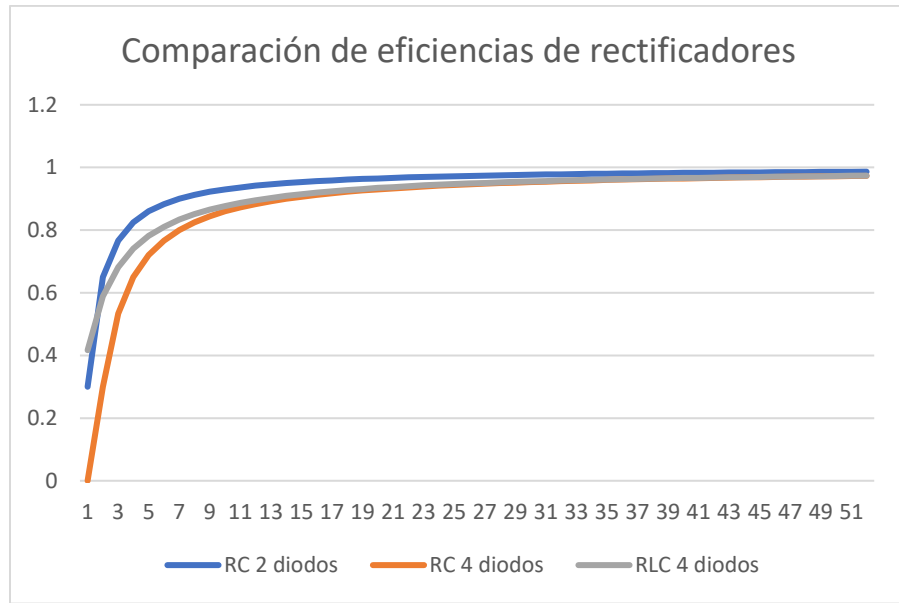


Figura 14 Eficiencia de rectificadores.

3.8. Resistencia equivalente del rectificador.

Para calcular R_{eq} , se asume el circuito de la Figura 15. Tanto V_{in} como V_o son señales cuadradas, V_{in} por inversor y V_o por efecto del rectificador; sin embargo, el tanque resonante filtrará las componentes armónicas de V_{in} , lo que nos permite realizar los cálculos con aproximación a la fundamental.

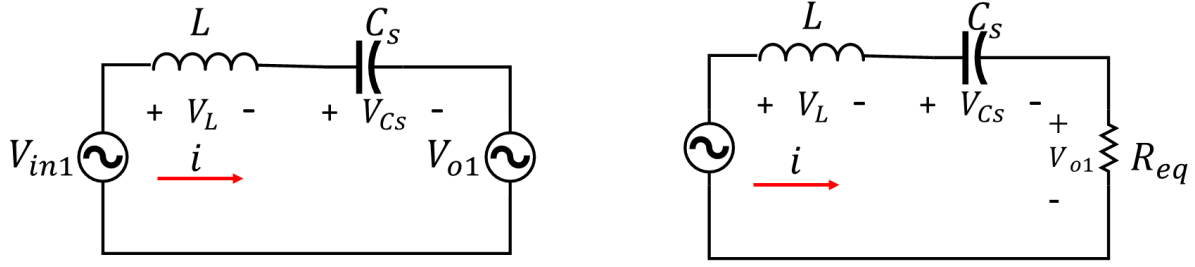


Figura 15 Circuito equivalente para determinar R_{eq} .

La componente fundamental de V_{o1} está determinada por:

$$V_{o1} = \frac{4V_R}{\pi} \quad (23)$$

A continuación, se describen las ecuaciones de las potencias disipadas en R y R_{eq} . P_R corresponde a la potencia disipada en la resistencia del rectificador, mientras que P_o se refiere a la potencia disipada en la resistencia equivalente del rectificador.

$$P_R = \frac{V_R^2}{R} \quad (24)$$

$$P_o = \frac{V_{o1}^2}{2R_{eq}} \quad (25)$$

Por lo tanto, la eficiencia del rectificador es:

$$\eta_r = \frac{P_R}{P_o} = \frac{\frac{V_R^2}{R}}{\frac{V_{o1}^2}{2R_{eq}}} = \frac{2R_{eq} V_R^2}{R V_{o1}^2} = \frac{2R_{eq} V_R^2}{R \frac{16V_R^2}{\pi^2}} = \frac{R_{eq} \pi^2}{8R} \quad (26)$$

Despejando R_{eq} :

$$R_{eq} = \frac{8\eta_r}{\pi^2} R \quad (27)$$

3.9. Cálculo de la ganancia del tanque resonante M_{rect} del convertidor CD-CD.

La ganancia total del convertidor CD-CD con tanque resonante LLC con transformador se define como:

$$M_{Rect} = \frac{V_R}{V_{CD}} \quad (28)$$

Ganancia del tanque resonante LLC con transformador sin rectificador está dada por:

$$M_t = \frac{V_{Rect1}}{V_{CD}} \quad (29)$$

$$V_{Req1} = \frac{n_1}{n_2} V_R \quad (30)$$

$$M_t = \frac{n_2}{n_1} \frac{V_{Rect1}}{V_{CD}} = \frac{n_2}{n_1} \frac{MV_1}{V_{CD}} = \frac{n_2}{n_1} \frac{M \frac{2V_{CD}}{\pi}}{V_{CD}} = \frac{n_2}{n_1} \frac{2M}{\pi} \quad (31)$$

Donde V_{Rect1} es la componente fundamental de V_{Rect} :

$$V_{Rect1} = \frac{4V_R}{\pi} \quad (32)$$

Sustituyendo V_{Rect1} en M_t , despejando V_R y sustituyendo en M_{Rect} :

$$M_{Rect} = \frac{n_2}{n_1} \frac{M}{2} \rightarrow \frac{n_2}{n_1} = \frac{2M_{Rect}}{M} \quad (33)$$

3.10. Modo de operación D (FV suministra batería y bus de CD simultáneamente)

El CTP CD-CD resonante LLC puede suministrar energía simultáneamente a los otros dos puertos, ya que su circuito equivalente se representa como se muestra en la Figura 16. En esta representación, cada puerto es una resistencia equivalente conectada en paralelo a la fuente de alimentación.

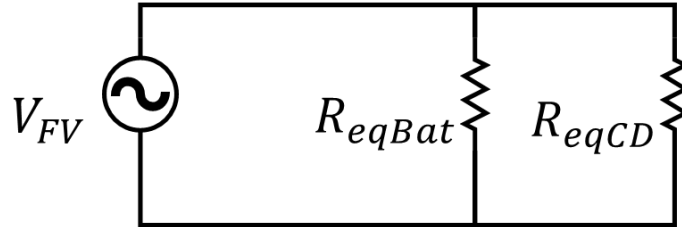


Figura 16 Circuito equivalente de CTP aislado.

3.11. Diseño del convertidor CD-CD resonante LLC de tres puertos aislados

En la Tabla 2, se describen las especificaciones con las que serán diseñadas las rutas de potencia del convertidor. En las simulaciones iniciales, se observaron caídas de tensión en los puertos del bus de CD y de la batería. Para mitigar estas caídas, se decidió sobredimensionar los voltajes de salida, ajustándolos de 220 a 230V y de 24 a 26V. En la Tabla 3, se muestran los cálculos para el diseño del convertidor.

Tabla 2 Especificaciones del convertidor.

Variable	Símbolo	Valor A	Valor B	Valor C
----------	---------	---------	---------	---------

Condición de resonancia		$\omega = \omega_0$	$\omega = \omega_0$	$\omega = \omega_0$
Potencia	P	330 W	330 W	330 W
Voltaje de alimentación	V_{CD}	32 V	26 V	32 V
Frecuencia	f	500kHz	500kHz	500kHz
Voltaje de salida	V_R	230 V	230 V	26 V
Factor de calidad	Q	5	5	5
Relación de impedancias	a	10	10	10
Voltaje directo diodos	V_F	0.7 V	0.7 V	0.7 V

Tabla 3 Diseño del convertidor CTP bidireccional resonante LLC

Variable	Símbolo	Ecuación	Valor A	Valor B	Valor C
Voltaje fundamental máximo de entrada al tanque resonante	V_1	$V_{1AC} = \frac{2V_{CD}}{\pi}$ $V_{1B} = \frac{4V_{CD}}{\pi}$	20.37V	33.104V	20.37V
Ganancia Total	M_{rect}	$M_{Rect} = \frac{V_R}{V_{CD}}$	7.188	8.84	0.813
Ganancia del tanque resonante	M	$M = \frac{\sqrt{a^2 + 1}}{a}$	1.0049 V	1.0049 V	1.0049 V
Factor de calidad mínimo	Qmin	$Q_{min} = \sqrt{M^2 - 1}$	0.1	0.1	0.1
Resistencia de carga	R	$R = \frac{V_R^2}{2P}$	160.3Ω	160.3Ω	160.3Ω

Relación de vueltas	n	$\frac{n_2}{n_{1A}} = \frac{2M_{Rect}}{M}$ $\frac{n_2}{n_{1B}} = \frac{M_{Rect}}{M}$	14.304	8.802	1.617
Eficiencia del rectificador	η_r	$n_{rAB} = 1 - \frac{V_f}{V_R}$ $n_{rC} = 1 - \frac{2 * V_f}{V_R}$	99.7%	99.7%	94.6%
Resistencia equivalente del rectificador	R_{eq}	$R_{eq} = \frac{8\eta_r}{\pi^2} R$	129.54Ω	129.54Ω	1.571Ω
Resistencia equivalente del rectificador reflejada hacia el primario	R_{eq1}	$R_{eq1} = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R_{eq}$	0.633Ω	1.672Ω	0.601Ω
Reactancia magnetizante del primario	X_{Lmp}	$X_{Lmp} = \frac{R_{eq1}}{\sqrt{M^2 - 1}}$	6.33Ω	16.71Ω	6.009Ω
Inductancia magnetizante del primario	L_{mp}	$L_{mp} = \frac{X_{Lmp}}{\omega}$	2.015μH	5.32μH	1.913μH
Reactancia de inductor serie	X_{Lse}	$X_{Lse} = \frac{jX_{Lmp}R_{eq1}^2}{R_{eq1}^2 + X_{Lmp}^2}$	0.063Ω	0.166Ω	0.059Ω
Inductancia serie	L_{se}	$L_{se} = \frac{X_{Lse}}{\omega}$	19.9nF	52.6nH	18.9nF
Resistencia serie	R_{se}	$R_{se} = \frac{X_{Lmp}^2 R_{eq1}}{R_{eq1}^2 + X_{Lmp}^2}$	0.627Ω	1.65Ω	0.59Ω
Reactancia de inductor resonante	X_{Lr}	$X_{Lr} = X_{cs} = QR_{se}$	3.134Ω	8.2Ω	2.96Ω

Reactancia de inductor	X_L	$X_L = X_{Lr} - X_{Lse}$	3.07Ω	8.1Ω	2.9Ω
Inductor	L	$L = \frac{X_L}{\omega}$	977.8nH	2.58μH	927nH
Capacitor	C_s	$C_s = \frac{1}{X_{cs}\omega}$	101.6nF	38.46nF	107.5nF
Inductor magnetizante del secundario	L_{ms}	$L_{ms} = L_{mp} \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2$	412.3μH	412.3μH	5μH
Capacitor de filtrado	C_f	$C_f \geq \frac{10.52}{\%v_R f R}$	26.25nF	26.25nF	2.4μF
Corriente en el tanque resonante	I_p	$I_p = \frac{V_1}{R_{se}}$	32.49 A	19.99 A	34.4 A

CAPITULO IV

SIMULACIÓN Y

RESULTADOS DEL

CONVERTIDOR

RESONANTE

BIDIRECCIONAL

MULTIPUERTO

CAPITULO IV SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR FLYBACK CON PUERTO DE RIZO Y PROCESAMIENTO PARCIAL DE ENERGIA

4.1. Resultados de simulación

Con el objetivo de validar el desempeño del convertidor resonante bidireccional multipuerto se llevó a cabo una serie de simulaciones en el entorno SPICE. Se analizaron los cuatro modos de operación, verificando la transferencia de potencia entre los puertos, también se evaluaron parámetros clave como eficiencia, resonancia del tanque para asegurar la conmutación suave y voltajes de salida. Los resultados obtenidos permitieron optimizar el diseño del convertidor y confirmar su viabilidad para la aplicación propuesta.

Para la simulación del convertidor, se utilizaron los valores calculados en la Figura 17. Inicialmente, se diseñaron los modos de operación A y B, correspondientes a las transferencias de energía desde el fotovoltaico al bus de CD y de la batería al bus de CD, respectivamente. Posteriormente, se desarrolló el modo C, que cubre la transferencia de energía del fotovoltaico a la batería.

Al evaluar los valores calculados para el modo de operación C, se observó que eran muy similares a los obtenidos para los modos A y B. Debido a esta proximidad en los valores, fue posible mantener los mismos parámetros de inductancia y capacitancia de los modos A y B para el modo C.

La Figura 17 presenta el circuito simulado en SPICE. Se emplearon diodos MUR450, con tiempos de recuperación inversa cortos y una capacidad de 4A y 500V. El puerto FV opera con MOSFETs de Si IRFB4710, los cuales tienen una resistencia $R_{ds(on)}$ de 0.014Ω . Por otro lado, el puerto bidireccional de la batería también utiliza MOSFETs de Si, en este caso NTB30N20 con una resistencia $R_{ds(on)}$ de 0.068Ω . Estos últimos presentan capacitancias parásitas más pequeñas, ya que la simulación con los IRFB4710 mostró problemas en el modo de rectificación debido a sus capacitancias parásitas.

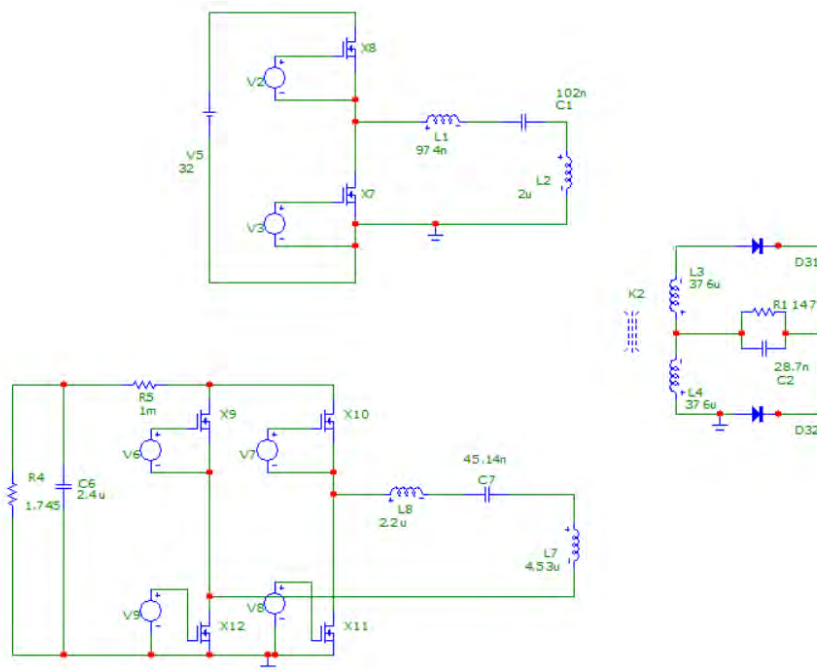


Figura 17 Simulación del CTP LLC en SPICE.

En la Figura 18, se muestra el voltaje, la potencia y la eficiencia del modo de operación A, 221V, 310W y 94.27% respectivamente, con márgenes de error con respecto a los valores teóricos de 0.45% en el voltaje y 6% en la potencia.

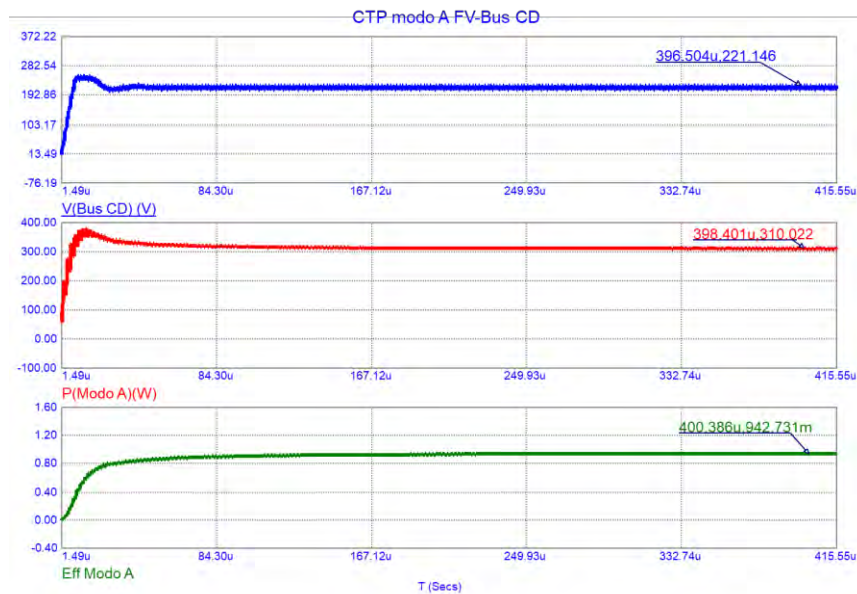


Figura 18 Rendimiento del modo de operación A.

En la Figura 19, se muestra el voltaje, la potencia y la eficiencia del modo de operación B, 222V, 310W y 94.34% respectivamente, con márgenes de error con respecto a los valores teóricos de 0.9% en el voltaje y 6% en la potencia.

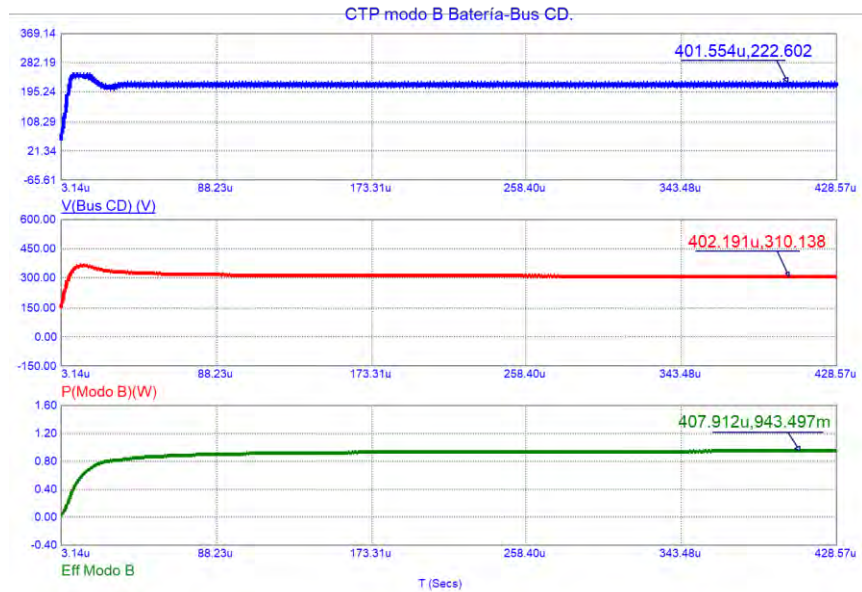


Figura 19 Rendimiento del modo de operación B.

En la Figura 20, se muestra el voltaje, la potencia y la eficiencia del modo de operación C, 23.8V, 288.48W y 90.19% respectivamente, en este modo no se estima el porcentaje de error, ya que para este caso se conservaron los valores de los componentes obtenidos para el modo A y B.

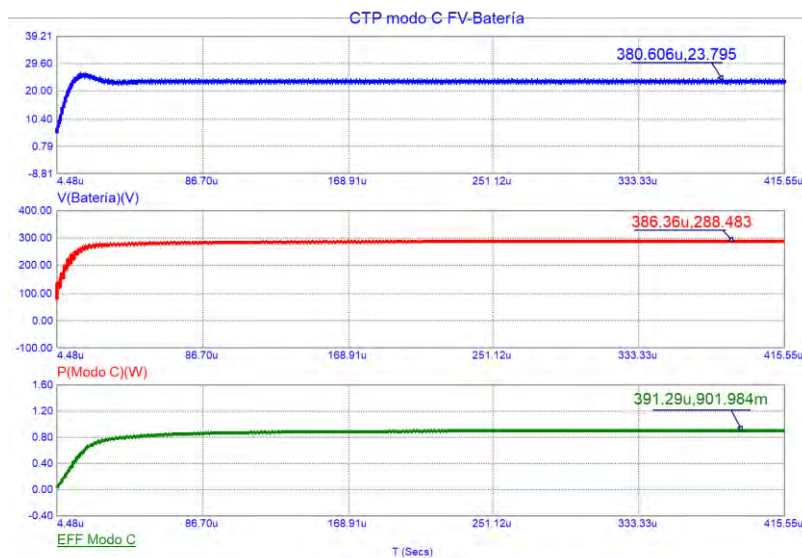


Figura 20 Rendimiento del modo de operación C.

En la Figura 21, se muestra el voltaje proporcionado al puerto de la batería y bus de CD, la potencia y la eficiencia del modo de operación D, 214.8V, 22.3V, 559.5W y 90% respectivamente. En la Figura 22, se muestra otra gráfica con resultados más favorables, con una eficiencia de 92.73%, debido a que se sintonizo a una frecuencia de 510kHz para llevar

el circuito a resonancia y disminuir el desfase entre el voltaje y la corriente del inductor resonante del circuito.

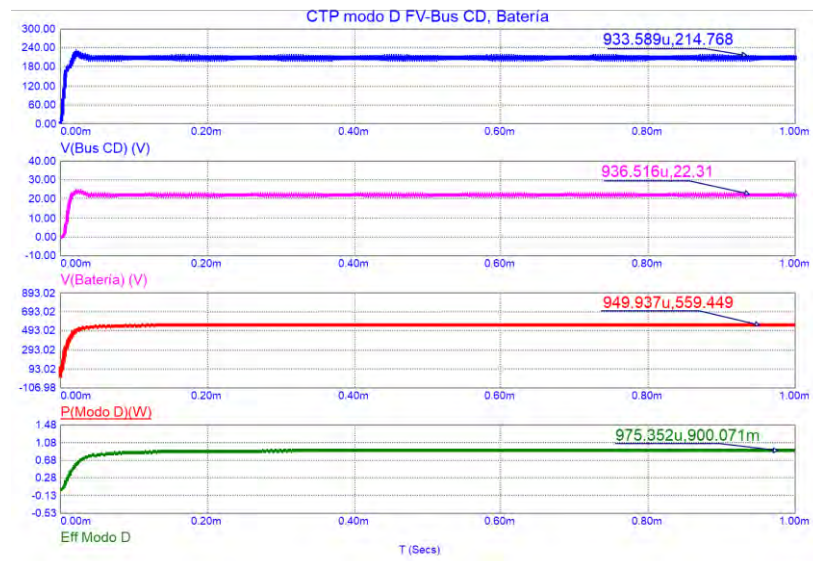


Figura 21 Rendimiento del modo de operación D.

En las siguientes figuras se muestra un análisis de pérdidas en el modo de operación D.

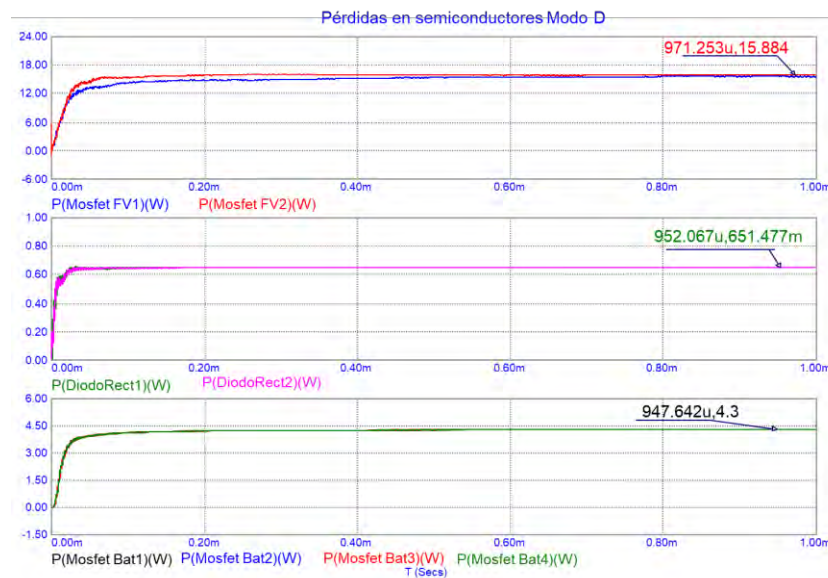


Figura 22 Pérdidas en semiconductores Modo D.

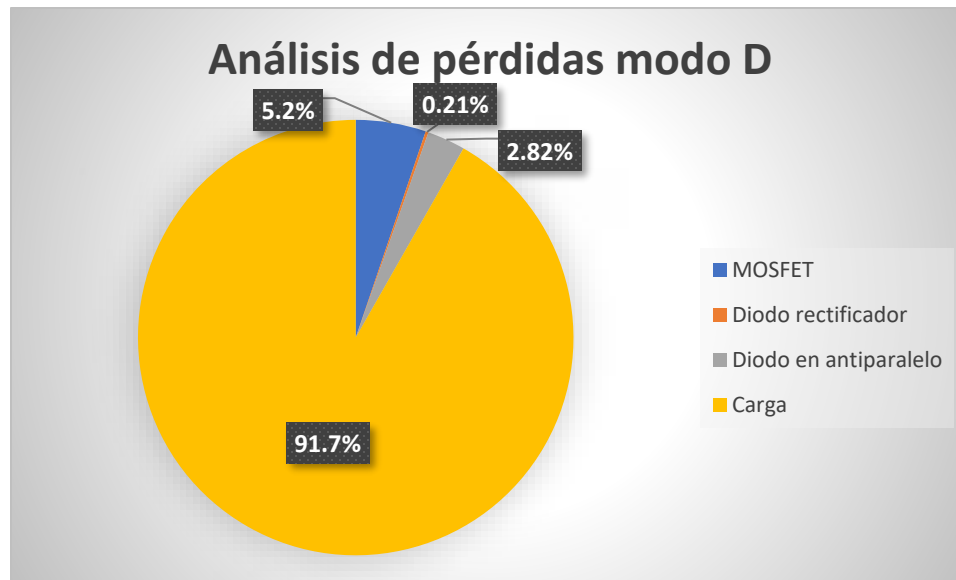


Figura 23 Pérdidas en modo de operación D.

En la Figura 24 se muestra el rendimiento del modo de operación D sintonizado a 510kHz

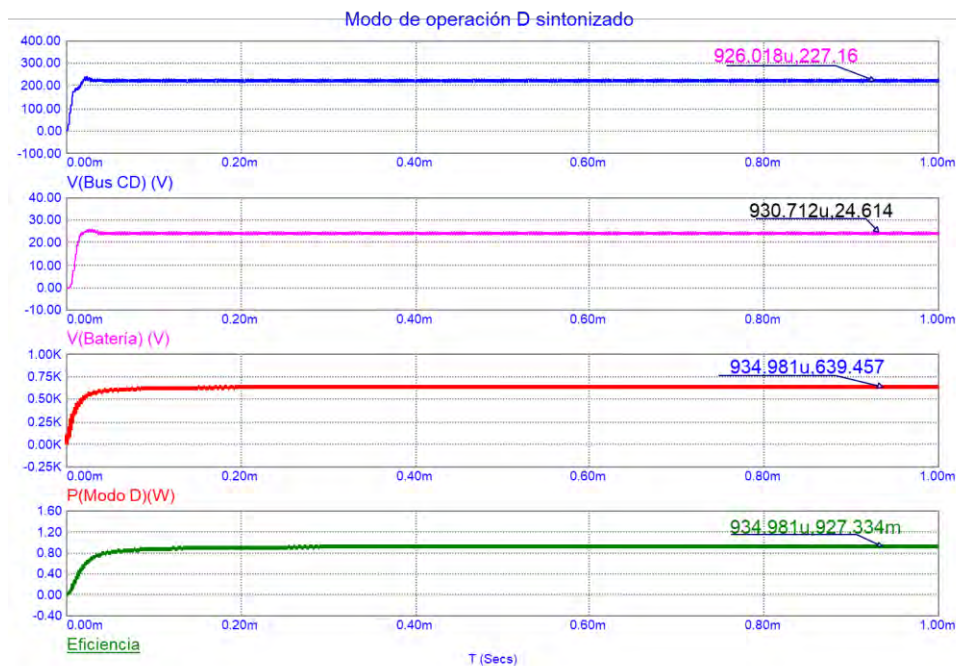


Figura 24 Rendimiento del modo D sintonizado a 510kHz.

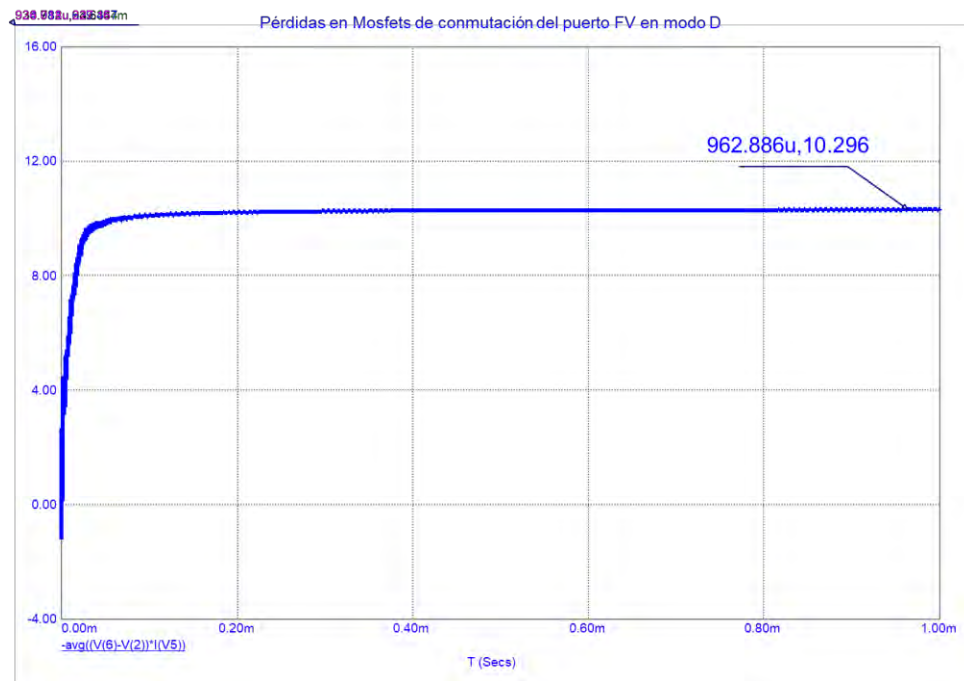


Figura 25 Pérdidas en MOSFET de conmutación del puerto FV en modo D. Sintonizado a 510kHz.

CAPÍTULO V

IMPLEMENTACIÓN DEL CONVERTIDOR RESONANTE BIDIRECCIONAL MULTIPUERTO

CAPÍTULO V IMPLEMENTACIÓN DEL CONVERTIDOR RESONANTE BIDIRECCIONAL MULTIPUERTO

5.1. Diseño de la placa PCB

Para la implementación del convertidor resonante bidireccional multipuerto se llevó a cabo el diseño de la placa PCB en el entorno de desarrollo especializado de Altium designer, dónde se realizó el esquemático y el trazado de la tarjeta.

Se diseñaron dos placas PCB que, en conjunto, constituyen el CTP bidireccional resonante LLC. La primera placa (Figura 26, Figura 28) contiene el convertidor clase D, correspondiente al puerto FV, y el rectificador que se conecta al bus de CD.

La segunda placa (Figura 27, Figura 29) contiene el puerto bidireccional con un puente completo de diodos, encargado de conectarse a la batería. Este diseño separado permite una mejor identificación de posibles fallas en dicha sección.

Cada placa consta de dos etapas, control y potencia. La etapa de control es la encargada de conseguir la frecuencia de conmutación y el ciclo de trabajo deseado para el correcto funcionamiento del convertidor. El diseño de esta etapa incorpora un controlador UC3825N, un modulador PWM de alta velocidad capaz de operar hasta frecuencias de 1MHz, lo que lo hace adecuado para esta aplicación. Además, se emplearon controladores para MOSFETs IR2110 que son capaces de controlar medio puente de MOSFET, por lo que se requirió de 3 IR2110 para poder operar los 6 MOSFET que conforman el circuito. En la Figura 30 y la Figura 31 se muestran las vistas 3D de las placas PCB.

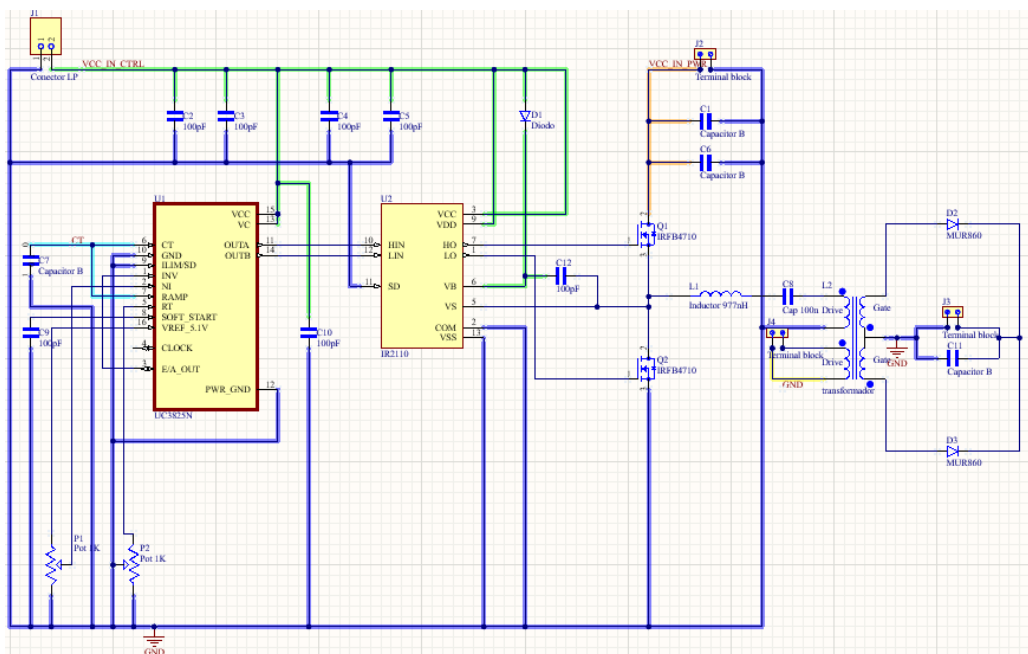


Figura 26 Diseño del convertidor clase D y rectificador.

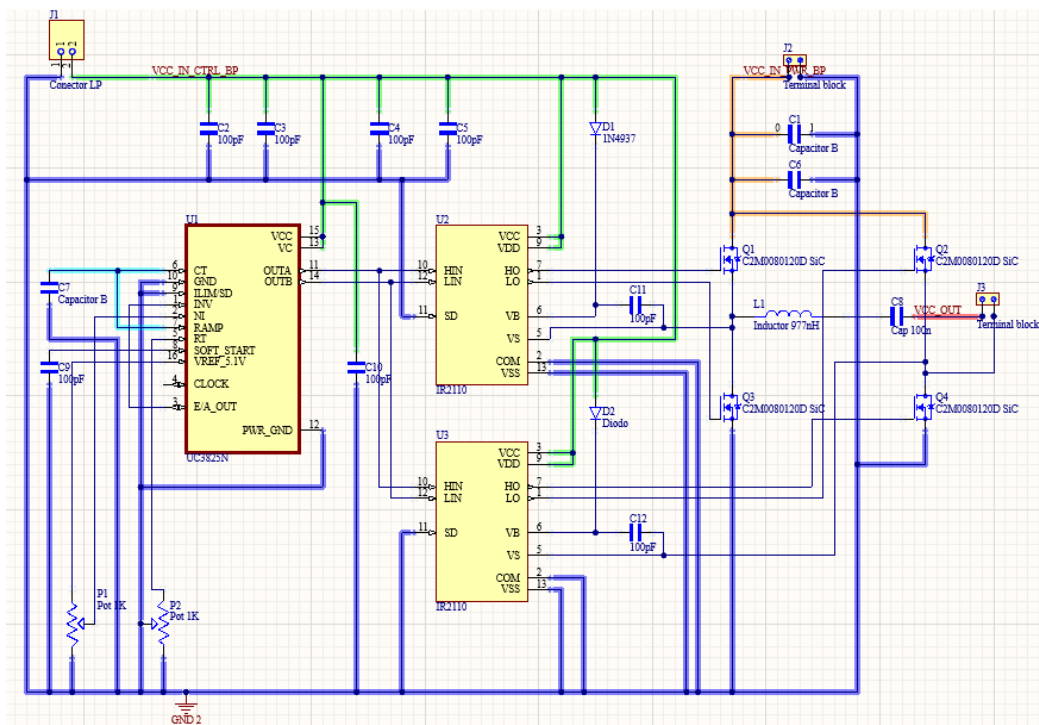


Figura 27 Diseño del puerto bidireccional.

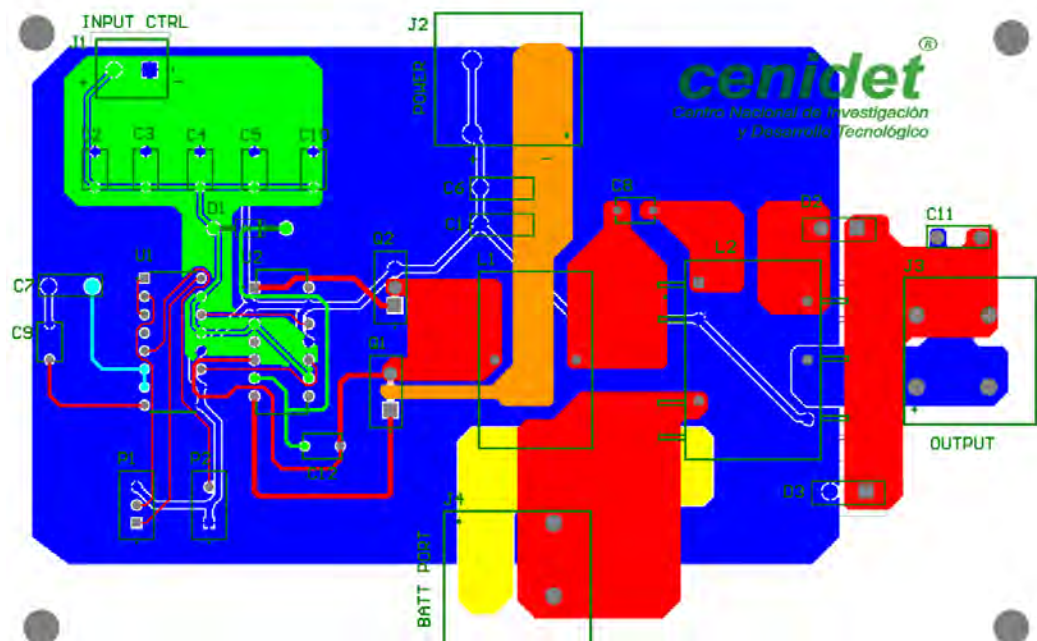


Figura 28 Placa PCB puerto FV y rectificador.

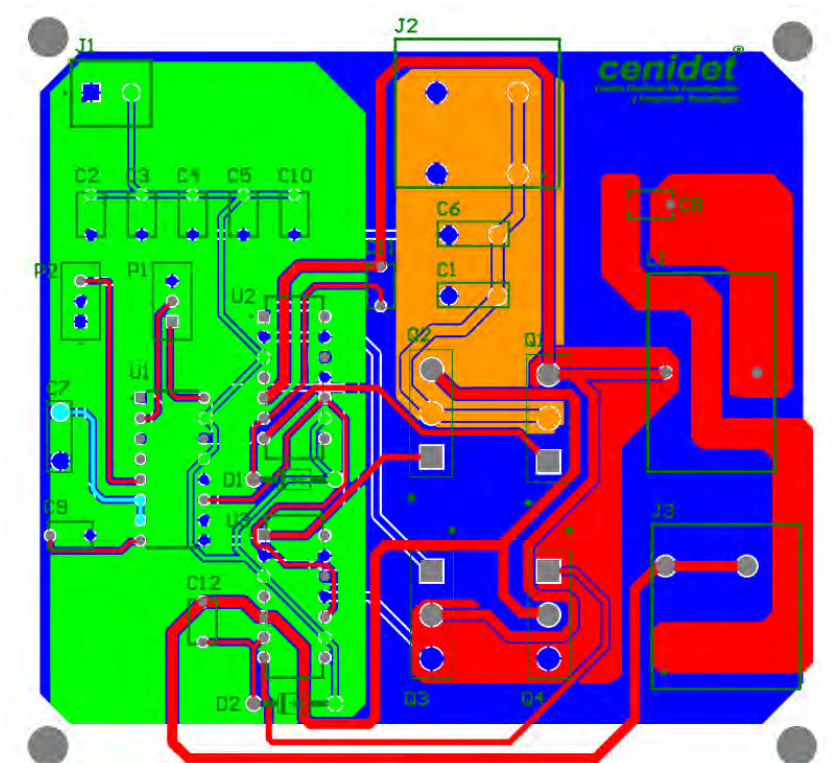


Figura 29 Placa de puerto bidireccional.

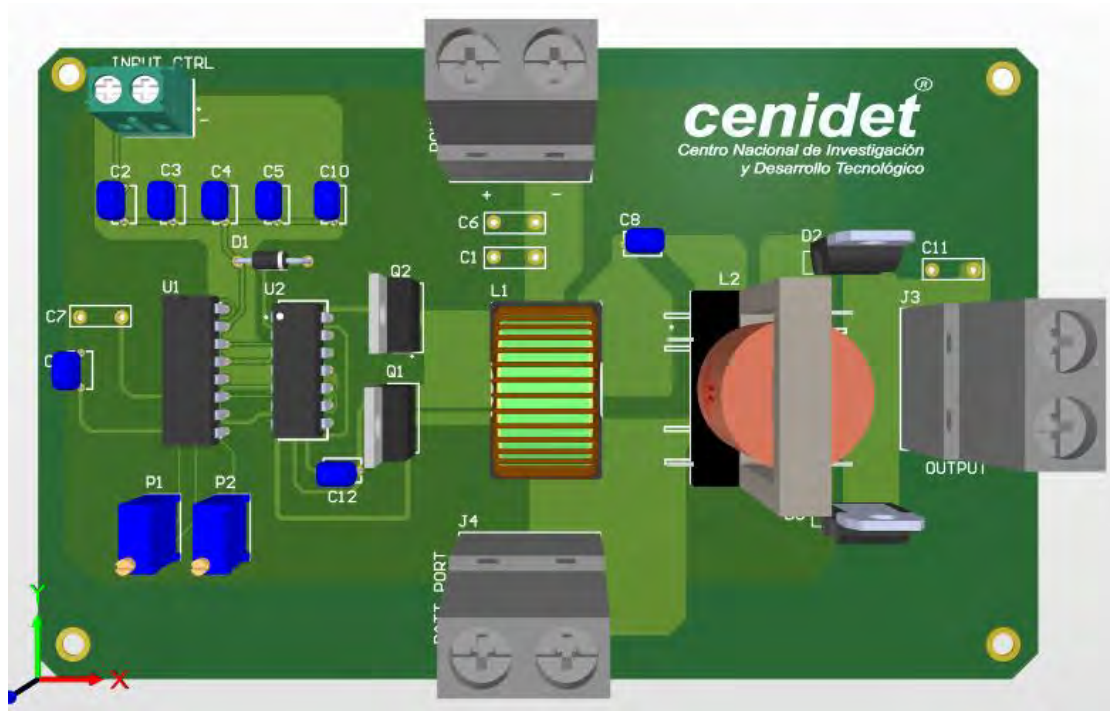


Figura 30 Vista 3D de puerto FV y rectificador.

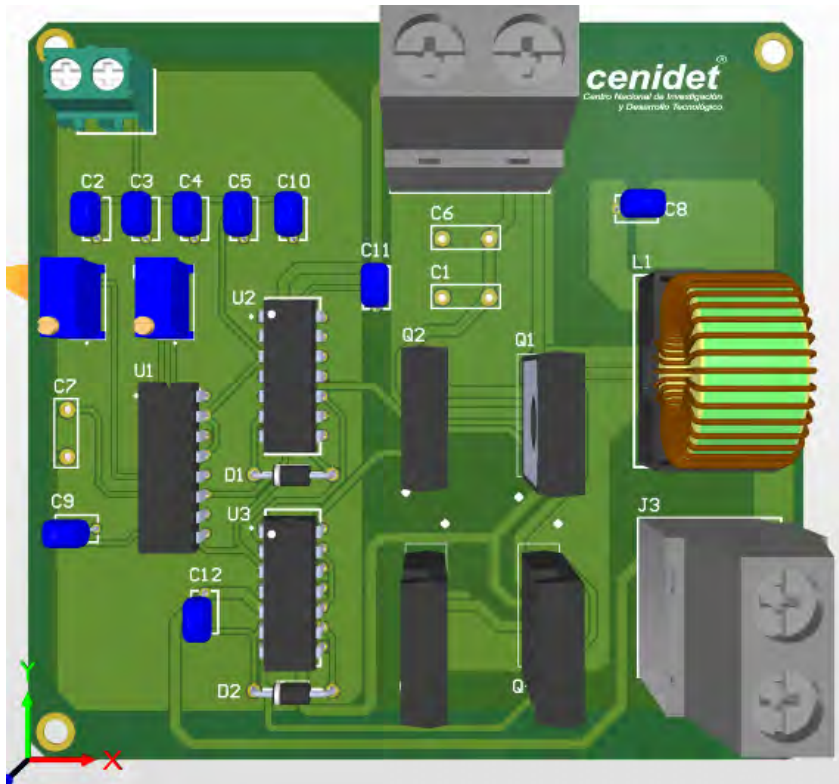


Figura 31 Vista 3D de puerto bidireccional.

5.2. Diseño del transformador

El transformador constituye un elemento central en el convertidor resonante LLC bidireccional de tres puertos, ya que permite el aislamiento galvánico y la transferencia eficiente de potencia entre los distintos niveles de voltaje. Para su diseño, se seleccionaron cuidadosamente parámetros clave como la frecuencia de operación, las relaciones de transformación, el material del núcleo y las especificaciones de los devanados, con el fin de garantizar un rendimiento óptimo del sistema.

Para el diseño del transformador, se aplicó al método de la constante geométrica para inductores (K_g) y el método de la constante geométrica para transformadores (K_{gfe}) [25]

Para el diseño del transformador, se optó por reducir la potencia del convertidor de 330W a 100W. Esta decisión se tomó debido a las altas corrientes en cada devanado, sumado a la frecuencia de operación de 500kHz, requería trenzar una gran cantidad de cables para asegurar la eficiencia del transformador. Por ello, se decidió rediseñar el prototipo para 100W y utilizar el cable litz disponible, facilitando así su construcción y optimización.

Este transformador almacena energía dado que dos de sus inductancias magnetizantes forman parte de los tanques resonantes del convertidor LLC multi puerto. Por lo tanto, es necesario aplicar tanto el método de la constante geométrica para inductores (K_g) como el de transformadores (K_{gfe}), ya que este último no considera el entrehierro, el cual es fundamental para evitar la saturación del núcleo.

El método específico para este caso consiste en calcular la constante geométrica (K_g) de manera independiente para los tres devanados. Posteriormente, se suman los valores para obtener la K_g total, dado que cada inductor opera de forma independiente y ocupa un espacio propio en el núcleo. Para optimizar el uso del espacio disponible, se aplica la técnica de optimización mediante multiplicadores de Lagrange, siguiendo el mismo enfoque utilizado en el cálculo de la constante geométrica para transformadores (K_{gfe}).

En la Tabla 4 se describen las especificaciones del transformador.

Tabla 4 Especificaciones del transformador.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidades
Frecuencia de la corriente a través del inductor	f	500	kHz
Resistividad del conductor@ 75°C	ρ	2.03μ	$\Omega\text{-cm}$
Corriente máxima del devanado 1/FV	$I_{\max1}$	9.9	A
Corriente máxima del devanado 2/Bus CD	$I_{\max2}$	0.77	A
Corriente máxima del devanado 3/Batería	$I_{\max3}$	6.1	A
Inductancia devanado 1	$L1$	5.46	μH
Inductancia devanado 2	$L2$	1	mH
Inductancia devanado 3	$L3$	14.88	μH
Pérdidas en el cobre	P_{cu}	2	W
Factor de utilización	K_u	0.4	
Densidad de campo magnético máxima propuesta (Material ferrita 3F3)	$B_{\max}$	0.10	T
Corriente eficaz en el devanado 1	$I_{\text{rms}L1}$	7.062	A
Corriente eficaz en el devanado 2	$I_{\text{rms}L2}$	0.397	A
Corriente eficaz en el devanado 3	$I_{\text{rms}L3}$	4.46	A

5.2.1. Cálculo de K_g para los tres devanados

Cálculo de resistencia y K_g del devanado uno (K_{g1})

$$R_{L1} = \frac{P_{\text{cup}}}{I_{\text{RMSL1}}^2} = \frac{2}{7.062^2} = 0.040\Omega \quad (34)$$

$$K_{g1} = \frac{\rho L1^2 I_{\text{max}1}^2}{B_{\text{max}}^2 R_{L1} K_u} 10^8 = .0037 \text{cm}^5 \quad (35)$$

Cálculo de resistencia y Kg del devanado dos (Kg2)

$$R_{L2} = \frac{P_{\text{cup}}}{I_{\text{RMSL2}}^2} = \frac{2}{0.397^2} = 12.67\Omega \quad (36)$$

$$K_{g2} = \frac{\rho L2^2 I_{\text{max}2}^2}{B_{\text{max}}^2 R_{L2} K_u} 10^8 = .0023 \text{cm}^5 \quad (37)$$

Cálculo de resistencia y Kg del devanado tres (Kg3)

$$R_{L3} = \frac{P_{\text{cup}}}{I_{\text{RMSL3}}^2} = \frac{2}{4.46^2} = 0.1\Omega \quad (38)$$

$$K_{g2} = \frac{\rho L2^2 I_{\text{max}2}^2}{B_{\text{max}}^2 R_{L2} K_u} 10^8 = .0041 \text{cm}^5 \quad (39)$$

Cálculo de la Kg total.

K_{g2} es multiplicada por 2 ya que el devanado 2 tiene tap central.

$$K_{g \text{ total}} = K_{g1} + 2K_{g2} + K_{g3} = 0.0126 \text{cm}^5 \quad (40)$$

5.2.2. Selección del núcleo

Se seleccionó un núcleo ETD 59 con las siguientes especificaciones:

Tabla 5 Dimensiones geométricas ETD 59.

Dimensiones geométricas ETD 59			
Sección transversal del núcleo	A_c	3.68	cm^2
Área de ventana del núcleo	W_A	3.66	cm^2
Longitud media por vuelta del devanado	MLT	10.6	cm

$$K_g = \frac{A_c^2 W_A}{MLT} = 4.67 > 0.0126 \quad (41)$$

En la ecuación 41 se observa que la Kg del núcleo ETD59 cumple con la Kg mínima.

5.2.3. Cálculo del entrehierro

Dado que la energía se almacena en el devanado uno del puerto FV y el devanado tres de la batería durante su operación, se calcula un entrehierro para ambas inductancias magnetizantes. Posteriormente, se selecciona el entrehierro de mayor tamaño para prevenir la saturación del núcleo.

$$I_{gL1} = \frac{LI_{\max 1}^2 \mu_0}{A_c B_{\max}^2} 10^4 = 0.2050(\text{mm}) \quad (42)$$

$$I_{gL3} = \frac{L3I_{\max 3}^2 \mu_0}{A_c B_{\max}^2} 10^4 = 0.2180(\text{mm}) \quad (43)$$

En las ecuaciones 42 y 43 se puede observar que ambas longitudes de entrehierro son muy similares. No obstante, se selecciona I_{gL3} que es la longitud ligeramente mayor.

5.2.4. Cálculo del número de vueltas

Número de vueltas para el devanado uno

$$n_1 = \frac{LI_{\max 1}}{B_{\max} A_c} 10^4 = 1.47 \approx 2 \quad (44)$$

Número de vueltas para el devanado dos

$$n_2 = \frac{L2I_{\max 2}}{B_{\max} A_c} 10^4 = 19.9 \approx 20 \quad (45)$$

Número de vueltas para el devanado tres

$$n_3 = \frac{L3I_{\max 3}}{B_{\max} A_c} 10^4 = 4.3 \approx 4 \quad (46)$$

5.2.5. Determinación del número de hilos del conductor trenzado

Para el cálculo del área de los conductores se utiliza la ecuación 48, donde α representa el espacio que cada devanado debe ocupar en el carrete.

$$A_w = \frac{K_u W_A \alpha}{n} \text{cm}^2 \quad (47)$$

Los cálculos de cada α dependen de la potencia aparente que cada devanado maneja, siendo proporcionales a ella, como se muestra en la ecuación siguiente.

$$\alpha_{1,2,3} = \frac{P_{SL1,2,3}}{P_{STotal}} \quad (48)$$

Los valores para cada área son los siguientes.

$$A_{w1} = 22.19mm^2 \quad (49)$$

$$A_{w2} = 1.62mm^2 \quad (50)$$

$$A_{w3} = 0.092mm^2 \quad (51)$$

Para determinar el número de hilos trenzados y disminuir las pérdidas por efecto piel se utiliza la ecuación mostrada a continuación.

$$A_w = n_H A_s \quad (52)$$

Donde A_s es el área de los conductores que serán trenzados y se determina con la profundidad de penetración dada en 500kHz, en este caso corresponde a un calibre 38 con un área de $0.00797 mm^2$, para el cálculo de la profundidad de penetración se utilizó la ecuación 54.

$$\delta = \frac{7.5}{\sqrt{f}} \quad (53)$$

El número de hilos para el conductor de cada devanado son:

$$n_{H1} = \frac{A_{w1}}{A_s} = 2784 \quad (54)$$

$$n_{H2} = \frac{A_{w2}}{A_s} = 203 \quad (55)$$

$$n_{H3} = \frac{A_{w3}}{A_s} = 1165 \quad (56)$$

5.2.6. Cálculo de la longitud de los conductores para cada devanado.

La longitud del devanado de cada conductor se calculó con las siguientes expresiones.

$$l_{w1} = n_1 MLT = 21.2cm \quad (57)$$

$$l_{w2} = n_2 MLT = 212cm \quad (58)$$

$$l_{w3} = n_3 MLT = 42.4cm \quad (59)$$

5.2.7. Comprobación de pérdidas por conducción en los devanados

Puesto que el número de hilos en el devanado uno y tres no es práctico para trenzado manual, se optó por emplear utilizando un cable litz compuesto por 175 filamentos de calibre

40. El cual será empleado para el embobinado de estos devanados. Para estimar las pérdidas por conducción, se calcularon las resistencias de cada devanado mediante las siguientes expresiones, donde se considera como A_{WLitz} al área del cable de litz utilizado, igual a $0.0087cm^2$.

$$R_1 = \frac{\rho L_{w1}}{A_{WLitz}} = 0.00491\Omega \quad (60)$$

$$R_2 = \frac{\rho L_{w2}}{A_{WLitz}} = 0.049\Omega \quad (61)$$

$$R_3 = \frac{\rho L_{w3}}{A_{WLitz}} = 0.00982\Omega \quad (62)$$

Con las resistencias determinadas, se calcularon las perdidas reales por conducción empleando las ecuaciones correspondientes.

$$P_{cond1} = I_{rms1}^2 R_1 = 0.245W \quad (63)$$

$$P_{cond2} = I_{rms2}^2 R_2 = 0.00775W \quad (64)$$

$$P_{cond3} = I_{rms3}^2 R_3 = 0.19W \quad (65)$$

Los resultados obtenidos muestran que las pérdidas por conducción alcanzan el 0.44%, inferiores al 2% estimado.

5.3. Implementación de la etapa de control en el PCB

La implementación de la etapa de control en la placa PCB representó un paso fundamental en el desarrollo del convertidor resonante LLC bidireccional de tres puertos. Esta etapa tiene como función generar las señales de conmutación necesarias para los MOSFETs de potencia, utilizando el circuito integrado UC3825N, un generador PWM que produce una señal cuadrada a 500 kHz, frecuencia con la que fue diseñado el convertidor. El diseño contempló parámetros clave como la frecuencia de operación y el ciclo de trabajo contemplando la incorporación de tiempos muertos, con el fin de evitar cortocircuitos por conmutación simultánea. De este modo, se garantiza la integridad de las señales y la confiabilidad del sistema.

La Figura 32. muestra una de las señales de salida del controlador PWM, la cual corresponde a una señal cuadrada con un ciclo de trabajo del 40 % y una frecuencia de 500 kHz, validando así el correcto funcionamiento del circuito de control.

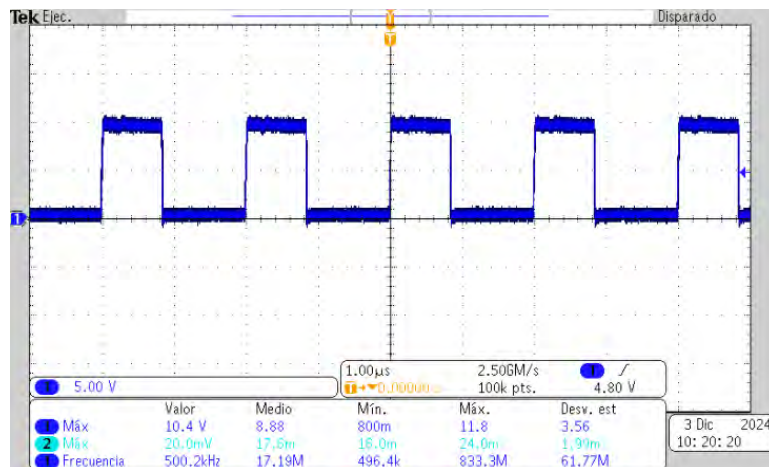


Figura 32 Forma de onda generada por el UC3825N a una frecuencia de 500kHz.

En la Figura 33, se muestran las señales de control del puerto FV, considerando un tiempo muerto para evitar cortos circuitos.

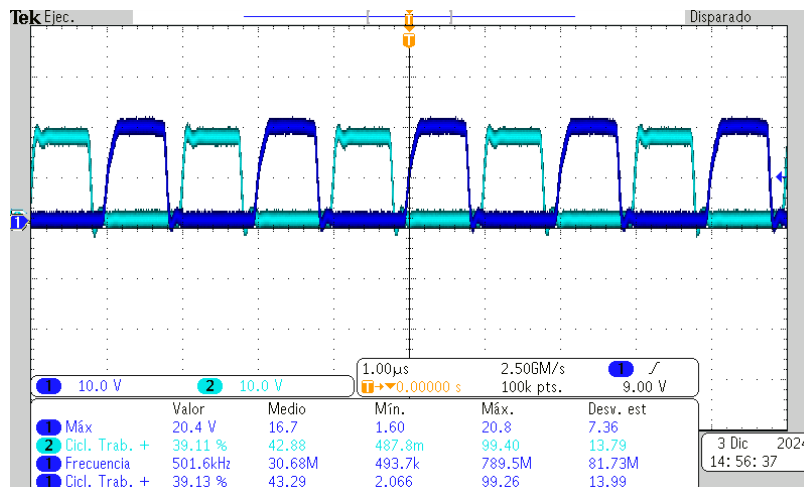


Figura 33 Señales de control del puerto FV.

En la Figura 34, se muestran las señales de control del puerto de batería.

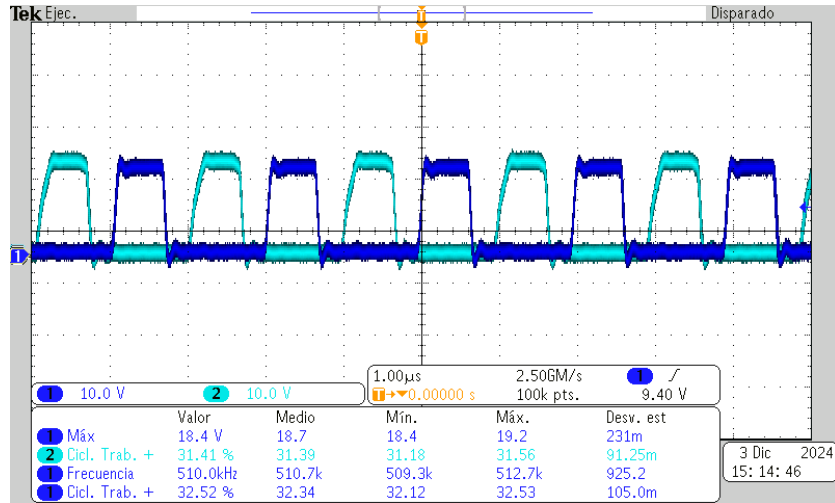


Figura 34 Señales de control del puerto de batería.

La implementación de la etapa de control en la PCB fue exitosa, permitiendo la generación y manejo adecuado de las señales de conmutación para los MOSFETs del convertidor. Las señales de control generadas por el controlador PWM, fueron verificadas a una frecuencia de 500 kHz con un ciclo de trabajo del 40%, que es el límite máximo permitido por el driver para asegurar los tiempos muertos, cumpliendo con las especificaciones requeridas para la operación del convertidor.

5.4. Implementación de la etapa de potencia en el PCB

Se implementó la etapa de potencia del convertidor resonante LLC bidireccional de tres puertos sobre una PCB. Esta etapa incluye los MOSFETs encargados de la conmutación en cada puerto, así como los componentes pasivos asociados: los tanques resonantes, el transformador y rectificador.

Durante el desarrollo del prototipo, fue necesario realizar un rediseño de los parámetros del circuito, cuyos valores se muestran en la Tabla 6. Esta decisión se tomó debido a las dificultades encontradas en la disponibilidad de componentes adecuados para la fabricación de un transformador eficiente a las frecuencias y niveles de potencia originalmente establecidos.

Tabla 6 Especificaciones del prototipo.

Variable	Símbolo	Valor A	Valor B	Valor C
Condición de resonancia		$\omega = \omega_0$	$\omega = \omega_0$	$\omega = \omega_0$
Potencia	P	30 W	30 W	30 W
Voltaje de alimentación	V_{CD}	32 V	24 V	32 V
Frecuencia	f	350kHz	350kHz	350kHz

Voltaje de salida	V_R	100 V	100 V	24 V
Factor de calidad	Q	5	5	5
Relación de impedancias	a	10	10	10
Voltaje directo diodos	V_F	0.7 V	0.7 V	0.7 V

En la Tabla 7, se muestra el nuevo diseño del prototipo. En la Figura 35 se muestra el transformador diseñado para la operación nominal en una aplicación práctica. Sin embargo, durante las pruebas se detectó un problema de saturación, además de una resistencia serie de 280Ω , lo que implicaba pérdidas significativas en el sistema. Para mitigar estos efectos y validar los cálculos teóricos, se optó por un rediseño del convertidor, ajustando los niveles de frecuencia, potencia y tensión. Este ajuste permitió la implementación de un transformador con núcleo toroidal, mejorando así el desempeño del sistema en términos de eficiencia y confiabilidad.

Tabla 7 Rediseño del prototipo a 30W y 350kHz.

Variable	Símbolo	Ecuación	Valor A	Valor B	Valor C
Voltaje fundamental máximo de entrada al tanque resonante	V_1	$V_{1AC} = \frac{2V_{CD}}{\pi}$ $V_{1B} = \frac{4V_{CD}}{\pi}$	20.37 V	30.55 V	20.37 V
Ganancia Total	M_{rect}	$M_{Rect} = \frac{V_R}{V_{CD}}$	3.125	4.16	0.75
Ganancia del tanque resonante	M	$M = \frac{\sqrt{a^2 + 1}}{a}$	1.0049	1.0049	1.0049
Factor de calidad mínimo	Q_{min}	$Q_{min} = \sqrt{M^2 - 1}$	0.1	0.1	0.1
Resistencia de carga	R	$R = \frac{V_R^2}{2P}$	333.333 Ω	333.333 Ω	19.2 Ω

Relación de vueltas	n	$\frac{n_2}{n_{1A}} = \frac{2M_{\text{Rect}}}{M}$ $\frac{n_2}{n_{1B}} = \frac{M_{\text{Rect}}}{M}$	6.219	4.14	1.493
Eficiencia del rectificador	η_r	$n_{rAB} = 1 - \frac{V_f}{V_R}$ $n_{rC} = 1 - \frac{2 * V_f}{V_R}$	99.3%	99.3%	94.2%
Resistencia equivalente del rectificador	R_{eq}	$R_{eq} = \frac{8\eta_r}{\pi^2} R$	268.29Ω	268.29Ω	14.65Ω
Resistencia equivalente del rectificador reflejada hacia el primario	R_{eq1}	$R_{eq1} = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R_{eq}$	6.937Ω	15.6Ω	6.57Ω
Reactancia magnetizante del primario	X_{Lmp}	$X_{Lmp} = \frac{R_{eq1}}{\sqrt{M^2 - 1}}$	69.37Ω	156.08Ω	65.78Ω
Inductancia magnetizante del primario	L_{mp}	$L_{mp} = \frac{X_{Lmp}}{\omega}$	31.55μH	70.98μH	29.9μH
Reactancia de inductor serie	X_{Lse}	$X_{Lse} = \frac{jX_{Lmp}R_{eq1}^2}{R_{eq1}^2 + X_{Lmp}^2}$	0.687Ω	1.545Ω	0.65Ω
Inductancia serie	L_{se}	$L_{se} = \frac{X_{Lse}}{\omega}$	312.3nF	702.7nH	296.2nF
Resistencia serie	R_{se}	$R_{se} = \frac{X_{Lmp}^2 R_{eq1}}{R_{eq1}^2 + X_{Lmp}^2}$	6.86Ω	15.45Ω	6.51Ω
Reactancia de inductor resonante	X_{Lr}	$X_{Lr} = X_{cs} = QR_{se}$	34.34Ω	77.27Ω	32.56Ω

Reactancia de inductor	X_L	$X_L = X_{Lr} - X_{Lse}$	33.65Ω	75.72Ω	31.91Ω
Inductor	L	$L = \frac{X_L}{\omega}$	$15.3\mu\text{H}$	$34.43\mu\text{H}$	$14.51\mu\text{H}$
Capacitor	C_s	$C_s = \frac{1}{X_{cs}\omega}$	13.24nF	5.88nF	13.96nF
Inductor magnetizante del secundario	L_{ms}	$L_{ms} = L_{mp} \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2$	1mH	1mH	$66.64\mu\text{H}$
Capacitor de filtrado	C_f	$C_f \geq \frac{10.52}{\%V_R f R}$	18.03nF	18.03nF	313.1nF
Corriente en el tanque resonante	I_p	$I_p = \frac{V_l}{R_{se}}$	2.96 A	1.97 A	3.12 A

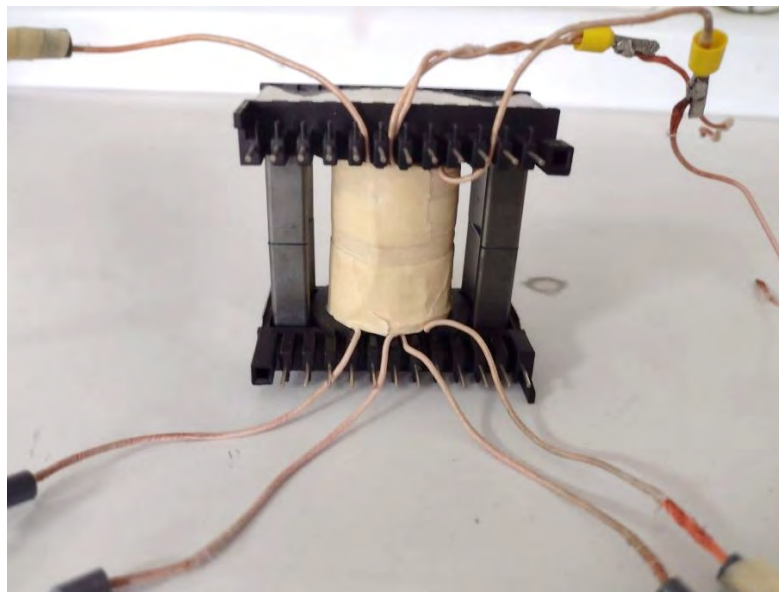


Figura 35 Transformador con núcleo ETD 59 3F3.

La implementación de la etapa de potencia se ilustra en la Figura 36. La etapa de potencia está compuesta por un inversor de medio puente en el puerto fotovoltaico que utiliza dos

MOSFETs de silicio IRF540Z, y un inversor de puente completo en el puerto bidireccional de la batería, integrado por cuatro MOSFETs de carburo de silicio C2M0080120.

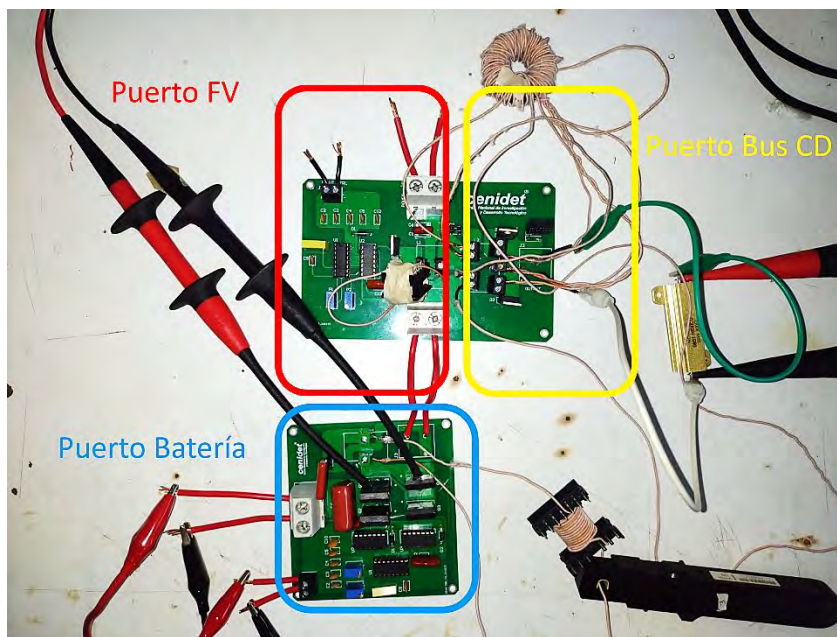


Figura 36 Implementación de la etapa de potencia.

El circuito integra dos tanques resonantes LLC que permiten la transferencia eficiente de energía, un transformador encargado de proporcionar el aislamiento eléctrico entre los puertos, y un rectificador de dos diodos conectado a un tap central del transformador para la conversión de corriente alterna a corriente directa en la salida del bus de CD.

La etapa de potencia se divide en cuatro modos de operación, cada uno encargado de gestionar los distintos flujos de potencia dentro del sistema. En la Figura 37 se presenta el diseño de esta etapa, realizada en el software Altium.

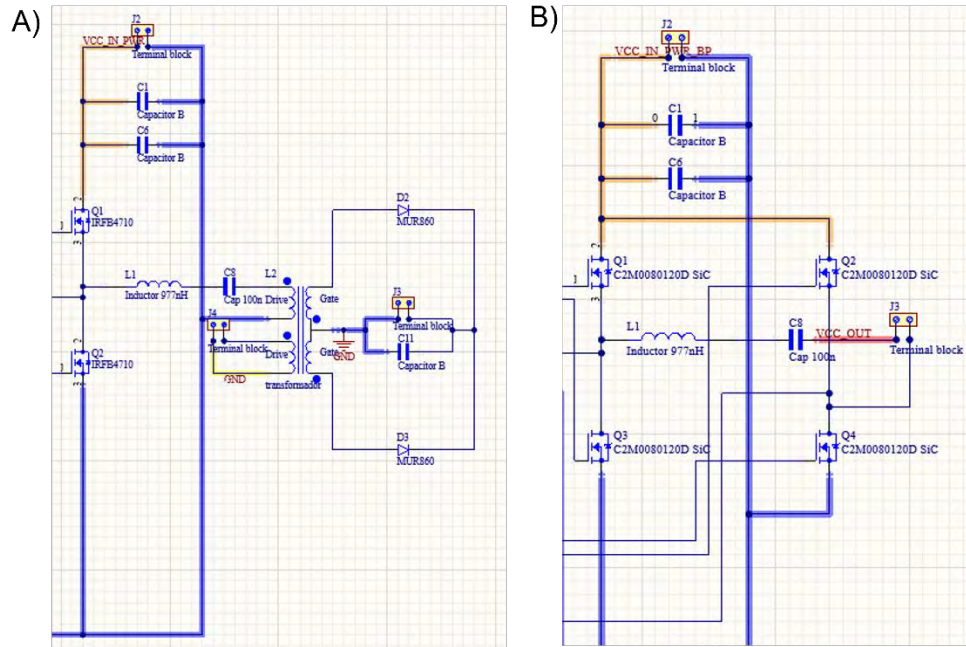


Figura 37 A) Etapa de potencia del Puerto FV y Bus de CD. B) Etapa de potencia del puerto de la batería.

5.5. Pruebas experimentales

5.5.1. Pruebas experimentales del modo de operación A (Batería – Bus de CD).

Se llevaron a cabo pruebas experimentales con el objetivo de validar el funcionamiento del convertidor resonante LLC bidireccional de tres puertos en sus cuatro modos de operación. Durante estas pruebas, se registraron y analizaron las formas de onda de voltaje en cada uno de los puertos, verificando la correcta conmutación de los MOSFETs, el comportamiento esperado de los tanques resonantes y la eficiencia general del sistema. Estos resultados permitieron contrastar el desempeño real del prototipo con los valores obtenidos en simulación y con los cálculos teóricos, confirmando que el convertidor opera conforme a las especificaciones establecidas.

La Figura 38 presenta las gráficas de rendimiento correspondientes al modo de operación A, las cuales sirven como referencia para la comparación con los resultados experimentales obtenidos en esta etapa. Esta comparación permite evaluar el grado de concordancia entre el modelo simulado y el comportamiento físico del sistema, así como identificar posibles desviaciones atribuibles a condiciones prácticas de implementación.

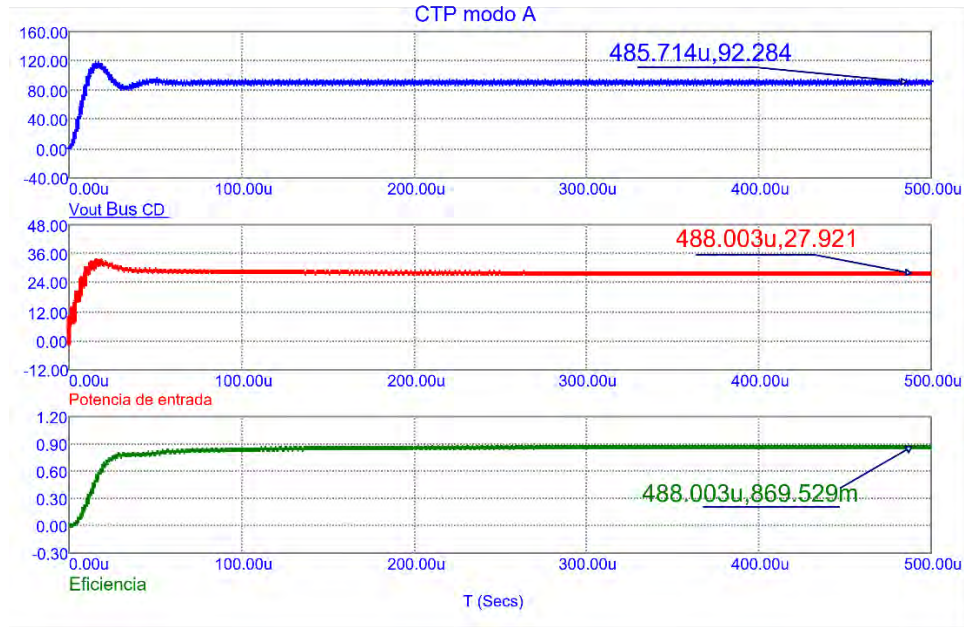


Figura 38 Rendimiento modo A.

La resonancia del modo de operación A en 350kHz se muestra en la Figura 39. Se observa un ligero atraso de la corriente con respecto al voltaje, lo que indica un comportamiento inductivo. Esto significa que, aunque el sistema experimente una pequeña desviación de la frecuencia de resonancia, seguirá operando en modo inductivo. Para que el convertidor entre en modo capacitivo, se requeriría un desfase mayor, lo que proporciona un margen de estabilidad en la operación del sistema.

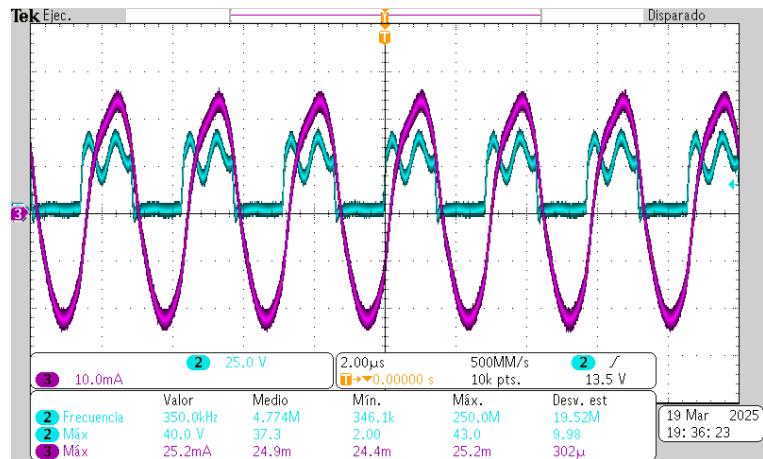


Figura 39 Tanque resonante modo A.

En la Figura 40 se ilustra el voltaje a la salida igual a 87.2V, un valor cercano al resultado de la simulación.

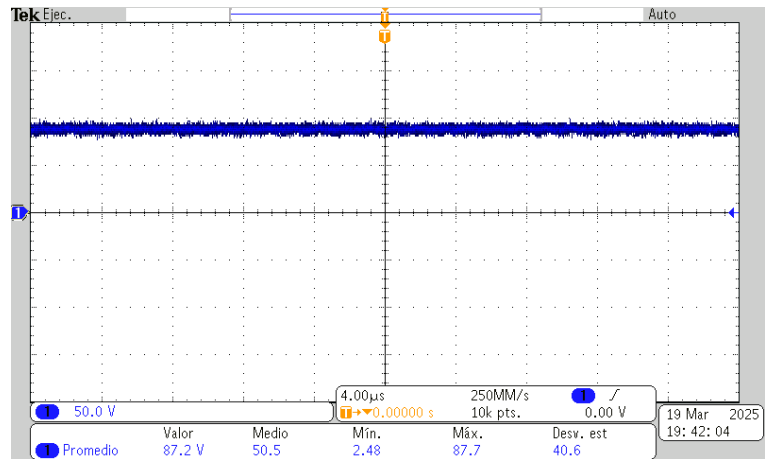


Figura 40 Voltaje en la carga, modo de operación A.

En la Tabla 8 se muestra la comparación de los resultados obtenidos en simulación con los resultados experimentales en el prototipo. En el prototipo se utiliza una carga de 300Ω , misma que es utilizada para el cálculo de la potencia de salida y poder determinar la eficiencia.

Tabla 8 Voltaje y potencia de entrada modo A.

Variable	Símbolo	Simulación	Experimental	% Error
Voltaje entregado	V_A	92.28 V	87.2 V	1.2%
Potencia de entrada	P_{inA}	27.92 W	28.8 W	3.06%

La potencia de entrada reportada en la Tabla 8 se puede observar en la Figura 41. Es importante destacar que, debido a pérdidas no consideradas en la simulación, como la resistencia serie en los devanados del transformador y selección de componentes, fue necesario ajustar el voltaje de entrada de 32V a 36V. En la Tabla 9 se realiza el cálculo de la potencia de salida para poder determinar la eficiencia del convertidor.



Figura 41 Potencia entregada en el modo de operación A.

Tabla 9 Potencia de salida y eficiencia del modo A.

Variable	Símbolo	Ecuación		Valor
Potencia de salida	P_{outA}	$P_{outA} = \frac{V^2}{R}$	$P_{outA} = \frac{87.2^2}{300}$	25.34 W
Eficiencia	η_A	$\eta_A = \frac{P_o}{P_i}$	$\eta_A = \frac{25.34W}{28.8W}$	88%

5.5.2. Pruebas experimentales del modo de operación B (Batería – Bus de CD).

En la Figura 42 se muestran las gráficas de rendimiento del modo de operación B para posteriormente comparar con los resultados experimentales.

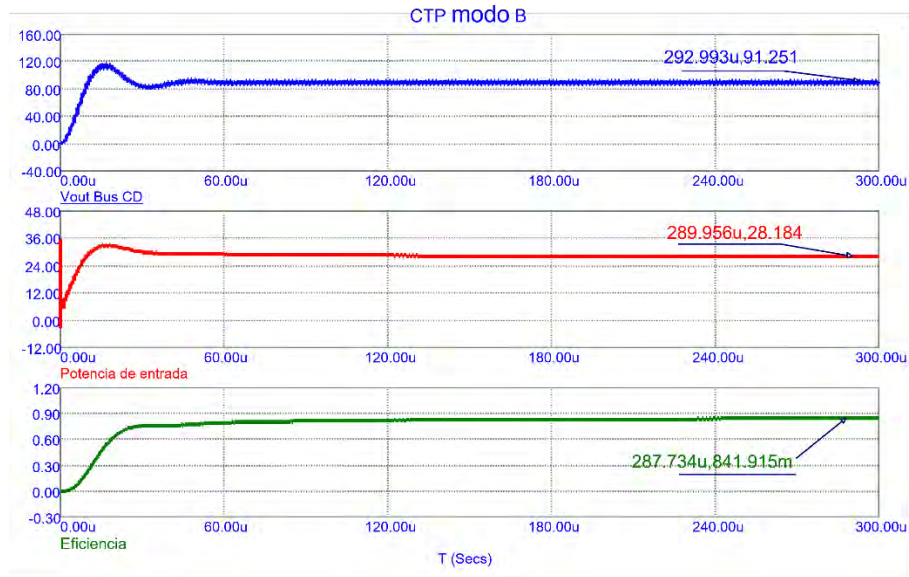


Figura 42 Rendimiento modo B.

La validación de la resonancia del tanque del modo de operación B, se muestra en la Figura 43. Se observa que, a diferencia del tanque resonante del modo A, la señal de voltaje es bipolar debido al uso de un inversor de puente completo para el puerto de la batería.

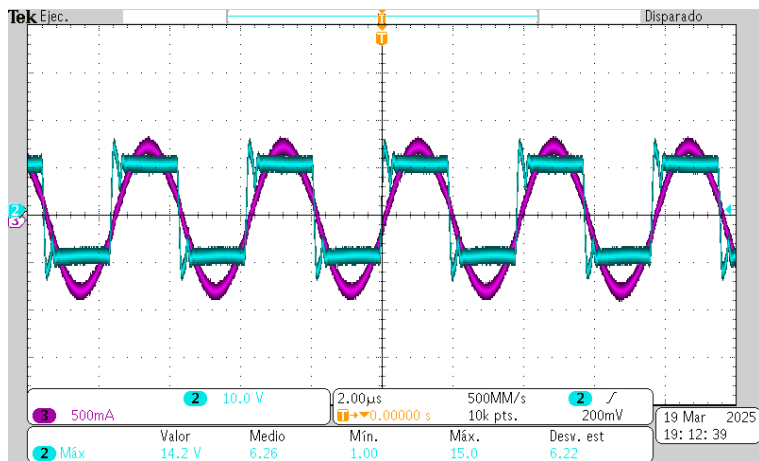


Figura 43 Tanque resonante modo B.

En la Figura 44 se ilustra el voltaje a la salida igual a 89V, un valor cercano al resultado de la simulación.

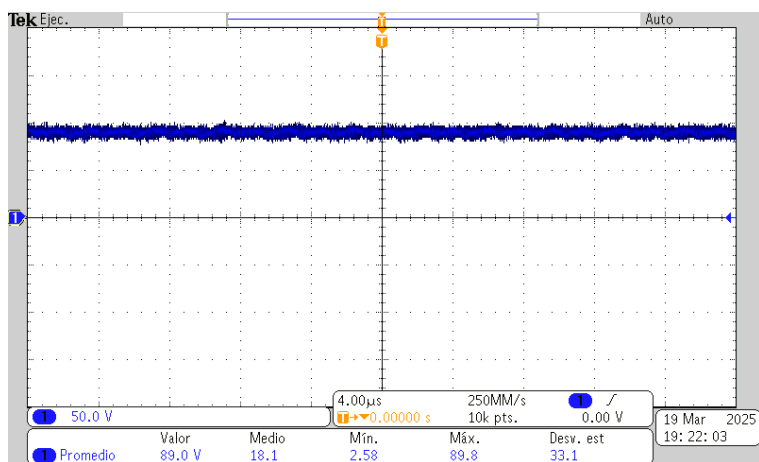


Figura 44 Voltaje en la carga, modo de operación B.

En la Tabla 10 Se muestra la comparación de los resultados obtenidos en simulación con los resultados experimentales en el prototipo. En este modo la carga también es de 300Ω.

Tabla 10 Voltaje y potencia de entrada modo B.

Variable	Símbolo	Simulación	Experimental	% Error
Voltaje entregado	V_B	91.25 V	89 V	2.4%
Potencia de entrada	P_{inB}	28.18 W	29.28 W	3.9%

La potencia de entrada reportada en la Tabla 10, se puede observar en la Figura 45. En la Tabla 11 se realiza el cálculo de la potencia de salida para poder determinar la eficiencia del convertidor.



Figura 45 Potencia entregada en el modo de operación B.

Tabla 11 Potencia de salida y eficiencia del modo B.

Variable	Símbolo	Ecuación		Valor
Potencia de salida	P_{outB}	$P_{outB} = \frac{V^2}{R}$	$P_{outB} = \frac{89^2}{300}$	26.4 W
Eficiencia	η_B	$\eta_B = \frac{P_o}{P_i}$	$\eta_B = \frac{26.4W}{29.28W}$	90.1%

5.5.3. Pruebas experimentales del modo de operación C (FV – Batería).

En la Figura 46 se muestran las gráficas de rendimiento del modo de operación C para posteriormente comparar con los resultados experimentales.

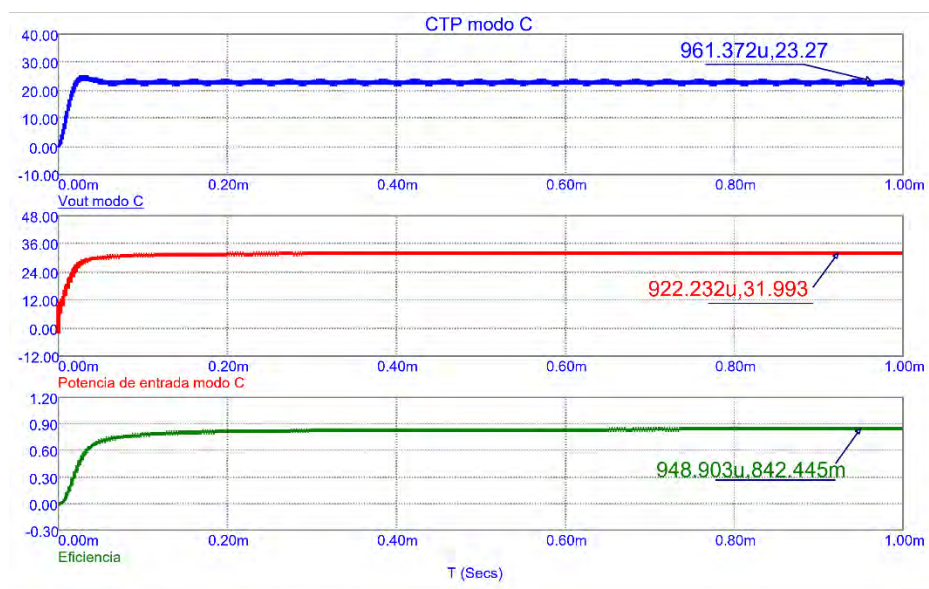


Figura 46 Rendimiento modo C.

La resonancia del modo de operación C se muestra en la Figura 47.

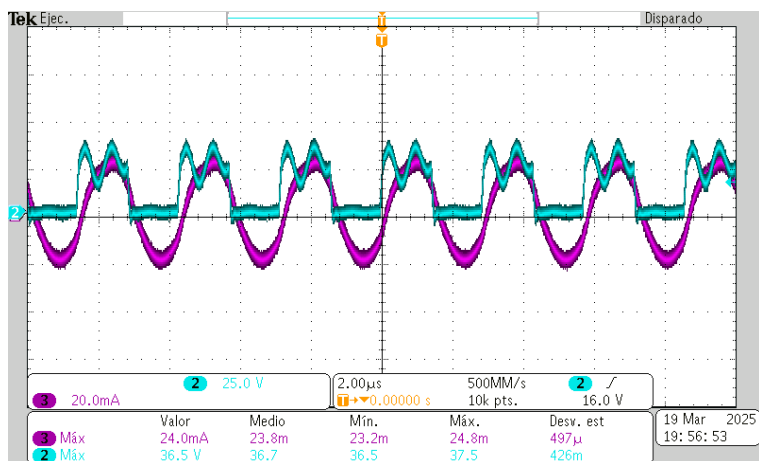


Figura 47 Tanque resonante modo C.

En la Figura 48 se ilustra el voltaje a la salida igual a 22.5V, un valor cercano al resultado de la simulación.

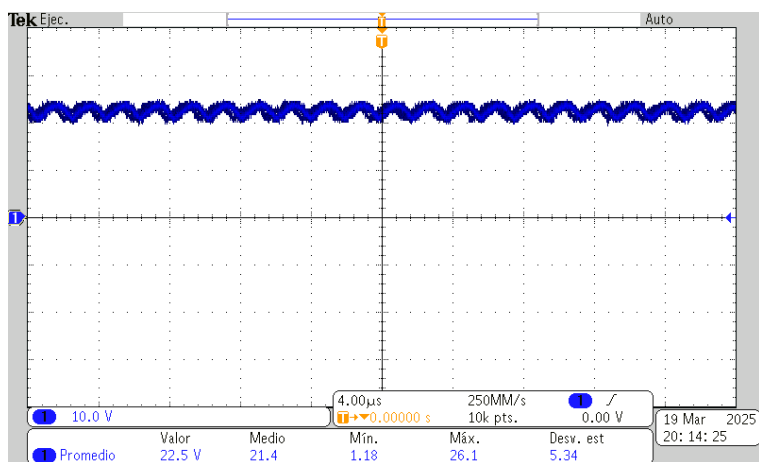


Figura 48 Voltaje en la carga, modo de operación C.

En la Tabla 12 Se muestra la comparación de los resultados obtenidos en simulación con los resultados experimentales en el prototipo. En el prototipo se utiliza una carga de 20Ω , misma que es utilizada para el cálculo de la potencia de salida y poder determinar la eficiencia.

Tabla 12 Voltaje en la carga y potencia de entrada modo C.

Variable	Símbolo	Simulación	Experimental	% Error
Voltaje entregado	V_C	23.27 V	22.5 V	3.3%
Potencia de entrada	P_{inc}	31.95 W	28.44 W	10.9%

En la Tabla 13 se realiza el cálculo de la potencia de salida para poder determinar la eficiencia del convertidor.



Figura 49 Potencia entregada en el modo de operación C.

Tabla 13 Potencia de salida y eficiencia del modo C.

Variable	Símbolo	Ecuación		Valor
Potencia de salida	P_{outC}	$P_{out} = \frac{V^2}{R}$	$P_{out} = \frac{22.5^2}{20}$	25.31 W
Eficiencia	η_c	$\eta_c = \frac{P_o}{P_i}$	$\eta_c = \frac{25.31W}{28.44 W}$	88.9%

5.5.4. Pruebas del modo de operación D (FV-Bus de CD, Batería).

En la Figura 50 se muestran las gráficas de rendimiento del modo de operación D para posteriormente comparar con los resultados experimentales.

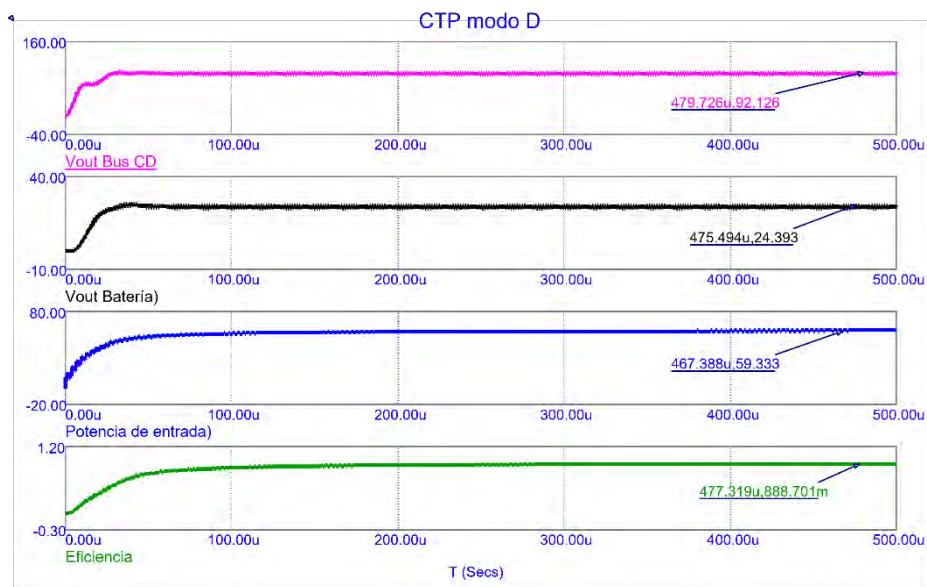


Figura 50 Rendimiento modo D.

La resonancia del modo de operación D se muestra en la Figura 51.

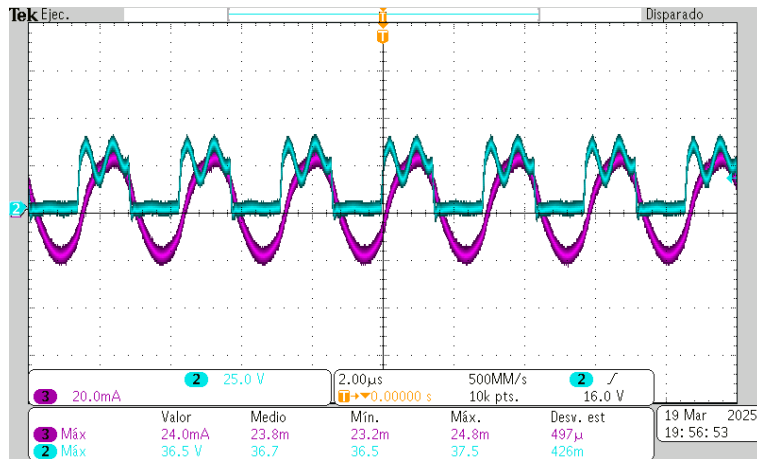


Figura 51 Tanque resonante modo D.

En la Figura 52 se ilustra el voltaje a la salida del puerto de la batería igual a 22.7V, en la Figura 53 se presenta el voltaje en la carga del bus de CD con un valor de 89V.

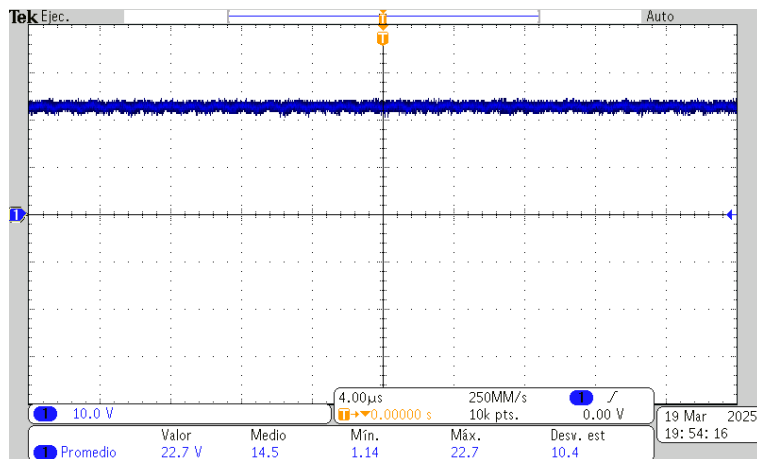


Figura 52 Voltaje en la carga de la batería, modo de operación D.

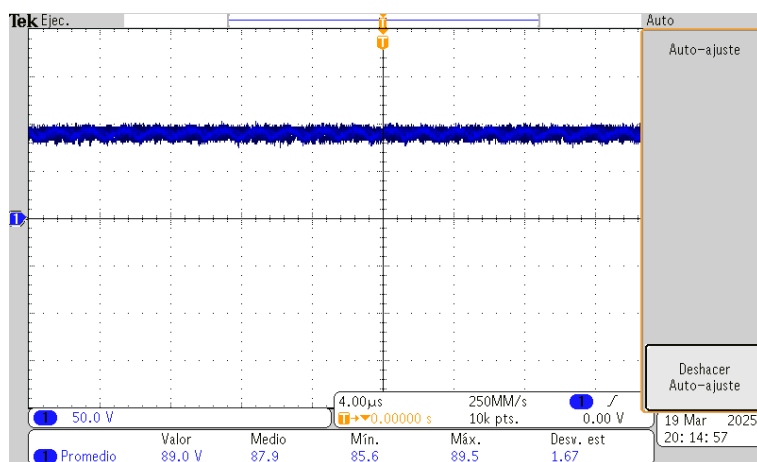


Figura 53 Voltaje en la carga del bus de CD, modo de operación D.

En la Tabla 14 Se muestra la comparación de los resultados obtenidos en simulación con los resultados experimentales en el prototipo. En el prototipo se utiliza una carga de 300Ω,

misma que es utilizada para el cálculo de la potencia de salida y poder determinar la eficiencia.

Tabla 14 Voltaje y potencia de entrada modo de operación D.

Variable	Símbolo	Simulación	Experimental	% Error
Voltaje Bus	V_{Bus}	92.12 V	89 V	3.38%
Voltaje Batería	V_{Bat}	24.39 V	22.7 V	6.9%
Potencia in	P_{inD}	59.33 W	57.8 W	2.57%

En la Tabla 15 se realiza el cálculo de la potencia de salida para poder determinar la eficiencia del modo de operación D del convertidor.



Figura 54 Potencia entregada en el modo de operación D

Tabla 15 Potencia de salida y eficiencia del modo D

Variable	Símbolo	Ecuación		Valor
Potencia de salida Bus CD	P_{outBus}	$P_{outA} = \frac{V^2}{R}$	$P_{outA} = \frac{89^2}{300}$	26.4 W
Potencia de salida Batería	P_{outBat}	$P_{outB} = \frac{V^2}{R}$	$P_{outB} = \frac{22.7^2}{20}$	25.76
Eficiencia	η_D	$\eta = \frac{P_{outA} + P_{outB}}{P_i}$	$\eta = \frac{26.4W + 25.76}{57.8 W}$	90%

En la Figura 55 se muestra el análisis de pérdidas en el modo de operación D.

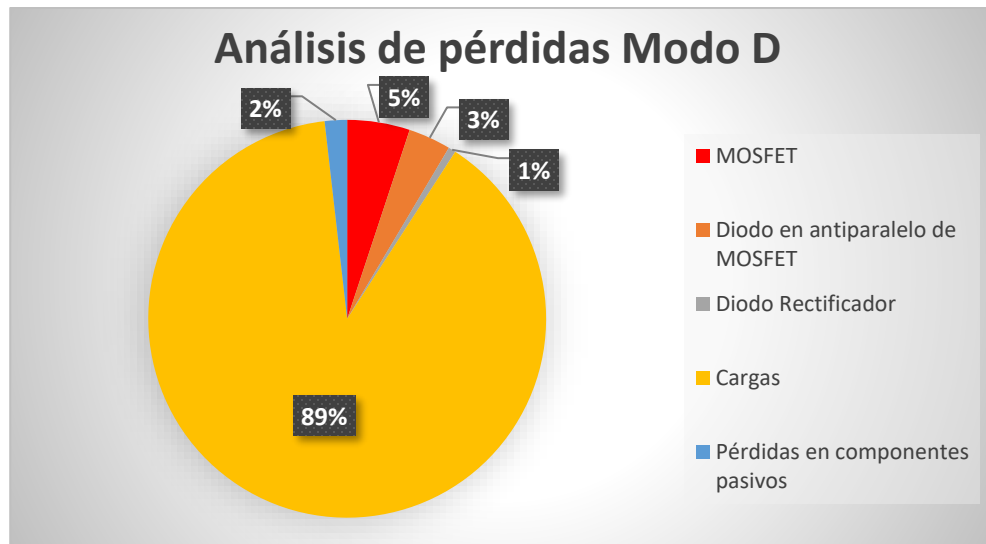


Figura 55 Análisis de pérdidas en prototipo modo D

CAPÍTULO VI

CONCLUSIONES

CAPITULO VI CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

Una vez finalizado el desarrollo del tema de esta tesis se llega a las siguientes conclusiones generales y específicas:

6.1. Conclusiones Generales

De acuerdo a las actividades contempladas en este trabajo, se completó satisfactoriamente el 100% del total de las actividades que se tenían planeadas para alcanzar los objetivos específicos de este proyecto. Concluyendo con las pruebas en laboratorio del prototipo físico.

Los resultados obtenidos en las pruebas experimentales, muestran una buena concordancia con las simulaciones realizadas, lo que valida tanto el modelado teórico del sistema como el diseño de la topología propuesta. Confirmando de este modo que, el circuito convertidor opera de manera correcta.

Se comprobó que la topología empleada resultó ser una solución que cumple con los requerimientos del sistema, manteniendo el número de etapas de conversión de energía al mínimo, de acuerdo con la literatura revisada. Esta característica no solo simplifica el diseño y reduce las pérdidas, sino que también mejora la eficiencia global del sistema, ya que cada una de las etapas implementadas utiliza técnicas de conmutación suave, las cuales por sí mismas ya presentan un alto rendimiento. Al reducir el número total de etapas de conversión, se disminuye la cantidad de elementos conmutados, lo que implica menores pérdidas por conmutación y menores exigencias térmicas, beneficiando directamente la eficiencia energética del sistema.

Además, la topología ofrece ventajas importantes como el aislamiento galvánico entre los diferentes puertos, lo cual es necesario en instalaciones fotovoltaicas interconectadas a red, ya que incrementa la seguridad y la compatibilidad entre subsistemas con distintos potenciales de tierra. Por otro lado, la flexibilidad del convertidor se ve favorecida principalmente por el uso del transformador, el cual permite elevar o reducir tensiones con un margen más amplio que el que ofrecen los convertidores sin aislamiento, facilitando la adaptación a una amplia gama de aplicaciones. Esta característica, combinada con la posibilidad de añadir nuevos puertos o ajustar niveles de tensión sin afectar la eficiencia ni la estabilidad del sistema, convierte a la topología propuesta en una solución robusta y versátil para sistemas de gestión de energía, almacenamiento y conversión.

6.2. Conclusiones Específicas

A continuación, se presentan las conclusiones específicas derivadas del estado del arte.

- En la búsqueda de topologías eficientes que reduzcan el número de etapas se identificó que la estructura P1S2 muestra la mayor eficiencia debido al menor número de etapas de conversión de la energía.

- Dentro de la estructura topológica P1S2 se han propuestos diversas topologías aisladas, entre las cuales destacan las conocidas como TAB (Triple active bridge), en las que, además, se observa un creciente uso de circuitos resonantes como el LLC.
- Se determinó que un convertidor de tres puertos resonante completamente aislado es una solución adecuada para la gestión eficiente de energía en sistemas fotovoltaicos con almacenamiento e interconexión a la red eléctrica.

A continuación, se presentan las conclusiones específicas derivadas del diseño del diseño del circuito convertidor.

- El análisis del convertidor resonante bidireccional multipuerto, mediante la aproximación a la componente fundamental, permitió definir una topología eficiente para la conversión de energía en sistemas fotovoltaicos con almacenamiento, a partir del modelado teórico del tanque resonante LLC y su equivalente en configuración LC serie.
- La simulación del convertidor bidireccional de tres puertos resonante LLC permitió validar su desempeño en los distintos modos de operación, asegurando una transferencia de potencia eficiente y una correcta regulación de voltaje. Se obtuvieron eficiencias destacables de 94% en el Modo A, 94% en el Modo B, 90% en el Modo C y 90% en el Modo D, lo que demuestra la efectividad del diseño en minimizar pérdidas. Es importante aclarar que para estas simulaciones no se consideraron las pérdidas en los elementos pasivos.

A continuación, se presentan las conclusiones específicas derivadas de las pruebas experimentales.

- Las pruebas experimentales del convertidor bidireccional de tres puertos resonante LLC permitieron validar su desempeño en los cuatro modos de operación. En general, se observó una buena correlación entre los resultados experimentales y las simulaciones, con eficiencias superiores al 88%.
- Se identificaron discrepancias en algunos casos. En el modo de operación C, la potencia de entrada presentó un error del 10.9% con respecto a la simulación, lo que sugiere la presencia de pérdidas no modeladas o diferencias en las condiciones experimentales. Asimismo, en el modo A, fue necesario aumentar el voltaje de entrada de 32 V a 36 V para alcanzar la potencia esperada, debido a pérdidas no consideradas en la simulación, como la resistencia serie de los devanados del transformador y la selección de componentes.
- A pesar de estas diferencias, los resultados experimentales confirman que el convertidor opera de manera estable y eficiente en sus distintos modos, proporcionando información valiosa para futuras mejoras en el modelo y optimización del diseño.

6.1 Trabajos Futuros

- La topología seleccionada resulto ser fácilmente adaptable y flexible, lo que abre la posibilidad de desarrollar, en trabajos futuros, nuevos modos de operación para el mismo número de puertos. Un ejemplo de ello sería habilitar la carga de las baterías a partir de la red eléctrica.
- Se pueden explorar opciones con más puertos para aplicaciones que involucren múltiples cargas y/o fuentes de energía, así como el desarrollo de prototipos a mayor potencia.
- Otra área que se puede explotar es la implementación de estrategias de control y algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia.

REFERENCIAS

REFERENCIAS

- [1] Q. Li and P. Wolfs, "A review of the single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different DC link configurations," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1320-1333, 2008.
- [2] C. N. Truong, L. Viernstein, M. Schimpe, R. Witzmann, A. Jossen, and H. C. Hesse, "Maximizing solar home battery systems' contribution to the energy transition of the power system," in *NEIS 2017; Conference on Sustainable Energy Supply and Energy Storage Systems*, 2017: VDE, pp. 1-8.
- [3] S. Europe, "Global market outlook for solar power 2022–2026," *Brussels, Belgium*, 2022.
- [4] M. M. Haque *et al.*, "Three-port converters for energy conversion of pv-bes integrated systems—a review," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 6551-6573, 2023.
- [5] K. V. G. Raghavendra *et al.*, "A Comprehensive Review of DC–DC Converter Topologies and Modulation Strategies with Recent Advances in Solar Photovoltaic Systems," *Electronics*, vol. 9, no. 1, p. 31, 2020. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2079-9292/9/1/31>.
- [6] S. Alatai *et al.*, "A Review on State-of-the-Art Power Converters: Bidirectional, Resonant, Multilevel Converters and Their Derivatives," *Applied Sciences*, vol. 11, no. 21, p. 10172, 2021.
- [7] A. K. Bhattacharjee, N. Kutkut, and I. Batarseh, "Review of multiport converters for solar and energy storage integration," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 2, pp. 1431-1445, 2018.
- [8] N. Bagheri, H. Alipour, L. Mohammadian, J. Beiza, and M. Ebadpour, "A Multiport isolated resonant LLC converter for grid-tied renewable energy powered bidirectional EV charger," *International Journal of Industrial Electronics Control and Optimization*, vol. 6, no. 1, pp. 37-48, 2023.
- [9] N. Zhang, D. Sutanto, and K. M. Muttaqi, "A review of topologies of three-port DC–DC converters for the integration of renewable energy and energy storage system," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 56, pp. 388-401, 2016.
- [10] Z. Wang, Q. Luo, Y. Wei, D. Mou, X. Lu, and P. Sun, "Topology analysis and review of three-port DC–DC converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 11, pp. 11783-11800, 2020.
- [11] P. Zhang, Y. Chen, and Y. Kang, "Nonisolated wide operation range three-port converters with variable structures," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 2, pp. 854-869, 2017.
- [12] S. Arulmozhi and K. Santha, "Review of multiport isolated bidirectional converter interfacing renewable and energy storage systems," *Int J Pow Elec & Dri Syst ISSN*, vol. 2088, no. 8694, p. 467, 2020.
- [13] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. Hendrix, "Transformer-coupled multiport ZVS bidirectional DC–DC converter with wide input range," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 771-781, 2008.
- [14] H. Zhu, D. Zhang, H. S. Athab, B. Wu, and Y. Gu, "PV isolated three-port converter and energy-balancing control method for PV-battery power supply applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 6, pp. 3595-3606, 2014.
- [15] M. M. Haque, P. Wolfs, and S. Alahakoon, "Dual active bridge and matrix converter based three-port converter topology for grid interactive PV-battery system," in *2017 australasian universities power engineering conference (aupec)*, 2017: IEEE, pp. 1-6.
- [16] Y. Wu *et al.*, "A 150-kW 99% efficient all-silicon-carbide triple-active-bridge converter for solar-plus-storage systems," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 4, pp. 3496-3510, 2020.
- [17] Y.-N. Chang, Y.-H. Yan, and S.-M. Huang, "An Isolated Three-Port Power Converter with 2C3L and 2C2L Resonant Circuits," *Energies*, vol. 16, no. 4, p. 1830, 2023. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1996-1073/16/4/1830>.
- [18] Y.-K. Tran and D. Dujic, "A multiport medium voltage isolated DC-DC converter," in *IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2016: IEEE, pp. 6983-6988.

- [19] K. Tomas-Manez, Z. Zhang, and Z. Ouyang, "Multi-port isolated LLC resonant converter for distributed energy generation with energy storage," in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2017: IEEE, pp. 2219-2226.
- [20] Y.-K. Tran, D. Đujić, and P. Barrade, "Multiport resonant DC-DC converter," in *IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2015: IEEE, pp. 003839-003844.
- [21] H. Krishnaswami and N. Mohan, "Three-port series-resonant DC-DC converter to interface renewable energy sources with bidirectional load and energy storage ports," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 10, pp. 2289-2297, 2009.
- [22] Z. Pavlović, J. A. Oliver, P. Alou, Ó. Garcia, and J. A. Cobos, "Bidirectional multiple port dc/dc transformer based on a series resonant converter," in *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2013: IEEE, pp. 1075-1082.
- [23] H. Krishnaswami and N. Mohan, "Constant switching frequency series resonant three-port bi-directional DC-DC converter," in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008: IEEE, pp. 1640-1645.
- [24] J. Lara Reyes *et al.*, "Analysis and Design of a Transient-State Resonant Converter Used as a Frequency Multiplier," *Applied Sciences*, vol. 15, no. 6, p. 3346, 2025.
- [25] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media, 2007.