



EDUCACIÓN

SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO

Tecnológico Nacional de México

Centro Nacional de Investigación y
Desarrollo Tecnológico

Tesis de Doctorado

**Análisis y evaluación al uso de convertidores
resonantes alimentados en corriente aplicados a
sistemas fotovoltaicos**

presentada por

M.C. Oscar Miguel Rodríguez Benítez

como requisito para la obtención del grado de

**Doctor en Ciencias en Ingeniería
Electrónica**


Director de tesis

Dr. Mario Ponce Silva

Codirector de tesis

Dr. Gabriel Calzada Lara

Cuernavaca, Morelos, México. Marzo 2021.

 Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico	ACEPTACIÓN DE IMPRESIÓN DEL DOCUMENTO DE TESIS DOCTORAL	Código: CENIDET-AC-006-D20
		Revisión: 0
	Referencia a la Norma ISO 9001:2008 7.1, 7.2.1, 7.5.1, 7.6, 8.1, 8.2.4	Página 1 de 1

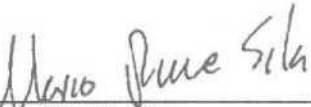


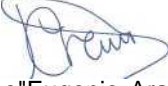


Cuernavaca, Mor., a 15 de febrero
de 2021.

Dr. Carlos Manuel Astorga Zaragoza
Subdirector Académico
Presente

At'n: Dr. Víctor Manuel Alvarado Martínez
Presidente del Claustro Doctoral
del Departamento De Ingeniería Electrónica

Los abajo firmantes, miembros del Comité Tutorial del estudiante **Oscar Miguel Rodríguez Benítez**, manifiestan que después de haber revisado el documento de tesis titulado "**Análisis y evaluación al uso de convertidores resonantes alimentados en corriente aplicados a sistemas fotovoltaicos**", realizado bajo la dirección del **Dr. Mario Ponce Silva** y codirección del **Dr. Gabriel Calzada Lara**, el trabajo se ACEPTA para proceder a su impresión.

ATENTAMENTE

 <hr/> Dr. Mario Ponce Silva CENIDET	 <hr/> Dr. Gabriel Calzada Lara Universidad Autónoma de San Luis Potosí
 <hr/> Dr. Jorge Hugo Calleja Gjumlich CENIDET	 <hr/> Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel CENIDET
 <hr/> Dr. Abraham Claudio Sanchez CENIDET	 <hr/> Dr. JuarrAntonio Aqui Tapia OSRAM

Reciba un cordial saludo.

c.c.p: M.E. Guadalupe Garrido Rivera / Jefa del Departamento de Servicios Escolares,
c.c.p: Dr. Hugo Estrada Esquivel / Jefe del Departamento de Ingeniería Electrónica.
c.c.p: Expediente.



Cuernavaca, Mor.,	10/marzo/2021
No. de Oficio:	SAC/51 -2/2021
Asunto:	Autorización de impresión de tesis

M.C. OSCAR MIGUEL RODRÍGUEZ BENÍTEZ
CANDIDATO AL GRADO DE DOCTOR 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 "Análisis y evaluación al uso de convertidores resonantes alimentados en corriente aplicados a 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"
"Educación Tecnológica al Servicio de México"

DR. CARLOS MANUEL ASTORGA ZARAGOZA
SUBDIRECTOR ACADÉMICO



**CENTRO NACIONAL
DE INVESTIGACIÓN
Y DESARROLLO
TECNOLÓGICO
SUBDIRECCIÓN
ACADÉMICA**

nx

C.c.p. M.E. Guadalupe Garrido Rivera. Jefa del Departamento de Servicios Escolares
Expediente
CMAZ/CHG



Resumen

El trabajo de tesis estudia la evaluación de un convertidor CD-CD resonante en corriente aplicado a sistemas fotovoltaicos. Este estudio se centra en determinar las causas de la baja eficiencia que muestran los inversores resonantes alimentados en corriente y que utilizan interruptores unidireccionales (constituidos por un diodo y un MOSFET conectados en serie). Específicamente, se analizan los efectos derivados del tiempo de traslape en las señales de compuerta de los MOSFET utilizados. Los resultados muestran que, en su conjunto, los interruptores utilizados en la topología analizada, presentan conmutaciones a voltaje y corriente cero. Sin embargo, al observar las formas de onda de voltaje y corriente durante las conmutaciones de los elementos que integran los interruptores por separado (MOSFET y diodo), se observó que presentan conmutación dura que afectan a la eficiencia del circuito. Los resultados experimentales muestran, que los componentes con mayores pérdidas de potencia son los diodos de los interruptores, con un 35% de las pérdidas. La eficiencia del convertidor se verificó con un prototipo de 200 W, con un rango de voltaje de entrada de 0 a 30,3 V, un voltaje de salida de 200 V y una frecuencia de conmutación de 200 kHz. El análisis de la operación del circuito permitió una mejor selección de los MOSFETS y diodos que permitió incrementar la eficiencia de este tipo de topologías.

Abstract

This thesis work studies the evaluation of a current fed DC-DC resonant converter applied to photovoltaic systems. This study focuses on determining the causes of low efficiency shown by current-fed resonant inverters using unidirectional switches (consisting of a diode and a MOSFET connected in series). Specifically, the effects derived from the overlap time on the gate signals of the MOSFETs used are analyzed. The results show that, as a whole, the switches used in the analyzed topology present zero voltage and current switching. However, when observing the voltage and current waveforms during the commutations of the elements that make up the switches separately (MOSFET and diode), it was observed that they present hard switching that affects the efficiency of the circuit. The experimental results show that the components with the highest power losses are the diodes of the switches, with 35% of the losses. The efficiency of the converter was verified with a 200 W prototype, with an input voltage range of 0 to 30.3 V, an output voltage of 200 V, and a switching frequency of 200 kHz. Analysis of circuit operation allowed for a better selection of the MOSFETS and diodes that allowed to increase the efficiency of this type of topologies.

Dedicatoria

A dios por su bondad y misericordia.

A mi hermosa familia: Paty, Oscar y Omar, por su apoyo, comprensión y cariño incondicional. Gracias por siempre estar y confiar en mí a pesar de las adversidades.

A mi sobrino Oscarito que lo quiero mucho, siempre contarás conmigo y siempre estaré ahí cuando lo necesites.

Agradecimientos

A mi director de Tesis, Dr. Mario Ponce Silva por su orientación, paciencia, consejos y apoyo brindado en el transcurso de este trabajo de tesis. Pero sobre todo gracias por siempre tener palabras de aliento ante los problemas y dificultades que se presentaron, gracias también por permitirme trabajar bajo su asesoría.

A mi codirector de tesis, Dr. Gabriel Calzada Lara por su disposición y atención durante la elaboración del trabajo de tesis.

A mis revisores de tesis, Dr. Abraham Claudio Sánchez, Dr. Jaime E. Arau Roffiel y Dr. Jorge Hugo Calleja Gjumlich, por sus valiosos comentarios, orientación y tiempo dedicado a la revisión del trabajo de tesis.

Especial agradecimiento al Dr. Juan Antonio Aquí Tapia por sus constantes consejos, revisiones y apoyo brindado al trabajo de tesis.

A la Lic. Lorena Ruíz Ramírez por su invaluable apoyo.

Al personal de trabajo de CENIDET, gracias por su disposición y apoyo brindado en la facilitación del equipo requerido para cada una de las pruebas realizadas en este trabajo.

Al Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET), por darme la oportunidad de realizar mis estudios de posgrado.

Al Tecnológico Nacional de México (TecNM) y al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por el apoyo económico brindado, el cual ha sido esencial para la realización del presente trabajo, muchas gracias.

Contenido

Lista de figuras	10
Lista de tablas	13
Abreviaturas y acrónimos	16
I. INTRODUCCIÓN.....	17
1.1. Antecedentes	18
1.2. Planteamiento del problema.....	20
1.3. Estado del arte	21
1.3.1 Especificaciones, demandas y lineamientos	21
1.3.1 Uso de convertidores CD-CD asociados a microinversores.....	23
1.4. Propuesta de solución.....	30
1.5. Objetivos	30
1.5.1 Objetivo general	30
1.5.2 Objetivos específicos	31
1.6. Justificación	31
1.7. Alcances y limitaciones	31
II. ANÁLISIS DE LA TOPOLOGÍA PROPUESTA	32
2.0 Análisis del convertidor resonante.....	33
III. DISEÑO Y SIMULACIÓN	41
3.0 Consideraciones previas	42
3.1 Resultados del convertidor CD-CD con carga resistiva.....	44
3.2 Resultados del convertidor con un puerto de CA.....	46
3.3 Uso de un tercer puerto	48
3.3.1 Comparativa de almacenamiento de energía en el enlace	50
IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES	53
4.0 Consideraciones previas	54
4.0.1 Modulación de ancho de pulso	54
4.0.2 Impulsor de compuerta y etapa de control	55
4.0.3 Diseño magnético.....	55
4.0.4 Elección de los dispositivos semiconductores de potencia	55
4.0.5 Componentes que conforman el prototipo a implementar	56
4.1 Resultados experimentales del convertidor CD-CD.....	57

4.1.1	Elaboración del prototipo.....	57
4.1.2	Resultados del convertidor CD-CD con carga resistiva.....	57
4.1.3	Estudio de las conmutaciones en S_1 y S_2	61
4.1.4	Estimación de las pérdidas de potencia en S_1	63
4.1.5	Resultados del convertidor CD-CD con un puerto de CA	65
4.1.6	Comparativa con otros convertidores CD-CD	66
V.	CONCLUSIONES.....	69
5.0	Conclusiones finales	70
5.1.1	Puntos importantes	70
5.1.2	Conclusiones de implementación	70
5.1.3	Conclusiones de comparativa con otras topologías	70
5.1.4	Conclusión general	70
5.1.5	Aportación del trabajo de tesis.....	71
5.1.6	Trabajos a futuro	71
5.1.7	Logros.....	71
6.0	Referencias bibliográficas.....	72
Anexo A: Diseño de inductores.		76
Anexo B: Diseño del transformador resonante.		78

Lista de figuras

Figura 1 Etapas de un sistema interconectado a la red eléctrica [2]	18
Figura 2 Esquema convencional utilizando un convertidor <i>boost</i> [6]	18
Figura 3 Convertidor <i>flyback</i> con enclavamiento activo [18].....	18
Figura 4 Modos de operación del convertidor <i>Cuk</i> propuesto en [19]; a) modo ON, b) modo OFF	19
Figura 5 Clasificación de convertidores CD-CD.....	20
Figura 6 Convertidor CD-CD resonante aplicado a sistemas fotovoltaicos interconectados a la red eléctrica [33]	22
Figura 7 Circuito equivalente de un panel fotovoltaico.....	22
Figura 8 MPPT controlado variando el ciclo de trabajo [40]	23
Figura 9 Clasificación de convertidores CD-CD asociados a micro-inversores aislados [41]	24
Figura 10 Diagrama a bloques de un microinversor de dos etapas.....	24
Figura 11 Trabajo presentado en [47] utilizando un convertidor <i>Cuk</i>	25
Figura 12 Gestionamiento mediante un el uso de un puerto de rizo: voltaje V_{cat} y potencia P_{cat} de red, voltaje en el capacitor de enlace V_{cot}	25
Figura 13 Topología propuesta en [48]	26
Figura 14 Convertidor LLC resonante [65]	27
Figura 15 Convertidor push-pull resonante	27
Figura 16 Convertidor resonante: a) convertidor resonante medio puente, b) convertidor resonante dual medio puente	28
Figura 17 Convertidor resonante alimentado en corriente presentado en [67], a) inversor resonante paralelo con dos fuentes de corriente, b) circuito equivalente.....	29
Figura 18 Convertidor multi-resonante alimentado en corriente	29
Figura 19 Convertidor resonante serie-paralelo	30
Figura 20 Convertidor CD-CD resonante alimentado en corriente	30
Figura 21 Topología para un sistema fotovoltaico interconectado	33
Figura 22 Convertidor CD-CD resonante alimentado en corriente	33
Figura 23 (a) Convertidor CD-CD resonante con dos fuentes de corriente, (b) Circuito equivalente	34
Figura 24 Circuito equivalente del tanque resonante.....	36
Figura 25 Esquema del convertidor propuesto conectado con un puerto de CA	37
Figura 26 Técnica SPWM empleada en la topología	38
Figura 27 Estrategia SPWM empleada en el inversor fuente de voltaje utilizado.....	39
Figura 28 Distribución de las capacitancias parásitas: (a) capacitancia parásita del IGBT C_{CE} , capacitancia parásita a la salida del MOSFET C_{oss} y capacitancia parásita del diodo C_s	42
Figura 29 Capacitancias considerando C_R : (a) Capacitancia del IGBT CCE y capacitancia paralela C_r , (b) capacitancia parásita de salida del MOSFET C_{oss} , capacitancia parásita del diodo C_s y C_r	42
Figura 30 Señales de disparo; a) sin traslape sobre M_1 y M_2 , b) con traslape sobre M_1 y M_2	43

Figura 31 Señal traslapada en los disparos en M_1 y M_2	43
Figura 32 Convertidor CD-CD resonante simulado en PSPICE	44
Figura 33 Señales obtenidas en simulación donde, PWM M_1 y M_2 representan los disparos obtenidos, $V_{Resonante}$ e $I_{Resonante}$ son el voltaje y la corriente a la entrada del tanque resonante, T_T es el traslape y V_{out} el voltaje de salida	45
Figura 34 Potencia de entrada del convertidor CD-CD obtenida en simulación	45
Figura 35 Potencia de salida del convertidor CD-CD obtenida en simulación.....	45
Figura 36 Distribución de pérdidas de potencia medida en simulación	46
Figura 37 Convertidor CD-CD resonante alimentado en corriente conectado a un puerto de CA	46
Figura 38 Potencia a la entrada obtenida en simulación.....	47
Figura 39 Potencia en la carga obtenida en simulación.....	47
Figura 40 Puerto de rizo propuesto por Philip Krein.....	48
Figura 41 Estructura completa incluyendo un puerto de rizo	48
Figura 42 Rizo obtenido en simulación.....	49
Figura 43 Potencia obtenida en simulación entregada a R	49
Figura 44 Potencia en el puerto de rizo obtenida en simulación	49
Figura 45 Desfase obtenido en simulación entre el voltaje medido en el puerto de rizo y el puerto de CA.....	50
Figura 47 Convertidor CD-CD resonante alimentado en corriente	54
Figura 48 Etapas para el diseño experimental del convertidor CD-CD resonante	54
Figura 49 Diagrama esquemático de la configuración del controlador PWM UC3825A	54
Figura 50 Convertidor CD-CD resonante alimentado en corriente	57
Figura 51 Señales traslapadas en M_1 y M_2 con un ciclo de trabajo de 0.5 y una frecuencia de conmutación de 200 kHz obtenidas en implementación.....	57
Figura 52 Condición de resonancia del convertidor CD-CD obtenida en implementación.....	58
Figura 53 Voltaje a la salida del convertidor CD-CD obtenido en implementación, con escala de tiempo de 4 μ s/Div y escala de voltaje de 100 v/Div	58
Figura 54 Potencia de entrada: (a) voltaje (verde) 20 V/div, corriente (morado) 10 A/div y potencia promedio (rojo) 100W/div con escala de tiempo de 4 μ s/Div, (b) voltaje de salida (verde), corriente de salida (morado) y potencia promedio (rojo), con escala de tiempo de 4 μ s/Div, el voltaje de salida presenta una escala de 100 v/Div, la corriente de 1 A/Div y la potencia promedio de 100 W/Div	59
Figura 55 Eficiencia del convertidor resonante obtenida en implementación	59
Figura 56 Eficiencia versus variaciones de voltaje a la entrada en el convertidor CD-CD	60
Figura 57 Porcentaje de pérdidas en la topología.....	60
Figura 58 Potencia promedio en S_1 con escala de tiempo de 4 μ s/Div, y una escala en la potencia de 3.6 W/Div	60
Figura 59 Potencia promedio en S_2 con escala de tiempo de 4 μ s/Div, y una escala en la potencia de 3.6 W/Div	60

Figura 60 Comparativa de la eficiencia en el convertidor CD-CD utilizando transistores de GaN y SiC obtenida en simulación	61
Figura 61 Formas de onda de voltaje y corriente medidos en S_1	62
Figura 62 Circuito equivalente en el MODO A cuando S_1 y S_2 activan el traslape	62
Figura 63 Circuito equivalente reflejado en S_2 cuando el traslape es activado	63
Figura 64 Pérdidas totales en S_1 y S_2	65
Figura 65 Onda sinusoidal a 60.25 Hz y tren de pulsos utilizando la técnica SPWM, con escala de tiempo de 4.00ms/Div, escala de voltaje de 2 v/Div	65
Figura 66 Voltaje con amplitud de 180 v, escala de tiempo de 4 ms/Div y de voltaje de 100 v/Div	66
Figura 67 Eficiencia medida en implementación del convertidor CD-CD operando con el puerto de CA	66
Figura 68 Comparativa de tamaños, entre un esquema utilizando un convertidor <i>Cuk</i> y la topología propuesta	67

Lista de tablas

TABLA 1. Características de los convertidores CD-CD resonantes	20
TABLA 2. Resumen de las principales normativas para sistemas fotovoltaicos.....	21
TABLA 3. Topologías utilizadas en micro-inversores	26
TABLA 4. Resultados obtenidos del análisis matemático	36
TABLA 5. Especificaciones para el puerto de CA.....	38
TABLA 6. Valores de diseño para el filtro en el puerto de CA.....	38
TABLA 7. Parámetros de diseño.....	39
TABLA 8. Metodología de diseño	39
TABLA 9. Características de las opciones para tener interruptores unidireccionales.....	42
TABLA 10. Especificaciones de diseño utilizadas en el puerto de CA.....	46
TABLA 11. Valores para el diseño del puerto de CA	47
TABLA 12. Especificaciones de diseño para el puerto de rizo	48
TABLA 13. Características para la elaboración de los elementos magnéticos.....	55
TABLA 14. Comparativa de MOSFETs de SiC	55
TABLA 15. Comparativa de diodos de SiC	56
TABLA 16. Características de los diodos seleccionados	56
TABLA 17. Características de los MOSFETs seleccionados.....	56
TABLA 18. Componentes para el prototipo experimental.....	56
TABLA 19. Distribución de pérdidas de la topología propuesta.....	60
TABLA 20. Comparativa entre los resultados obtenidos en simulación e implementación.....	61
TABLA 21. Pérdidas de potencia en el M_1	64
TABLA 22. Pérdidas de potencia en D_1	64
TABLA 23. Comparativa de convertidores CD-CD aplicados a sistemas fotovoltaicos.....	67
TABLA 24. Comparativa de convertidores CD-CD con topologías que emplean similares dispositivos de potencia	68
Tabla A.1.- Especificaciones para el diseño del inductor resonante.....	76
Tabla B.1.- Especificaciones para el diseño del inductor resonante.....	78

Simbología

$MPPT$	Seguimiento del máximo punto de potencia
A_c	Área transversal del núcleo
A_w	Calibre del conductor
A_{wprim}	Calibre del conductor del inductor primario
A_{wsec}	Calibre del conductor del inductor secundario
B_{max}	Densidad de flujo máxima
T_D	Tiempo de retardo
T_T	Tiempo de traslape
V_{GS1}	Señal analizada de compuerta en el interruptor 1
V_{GS2}	Señal analizada de compuerta en el interruptor 2
P_{WS1}	Señal de control en S_1
P_{WS2}	Señal de control en S_2
I_R	Corriente a la entrada en simulación del tanque resonante
V_R	Voltaje a la entrada en simulación del tanque resonante
V_{AB}	Voltaje a la salida en simulación del convertidor
$I_{S1(t1)}$	Corriente en el primer interruptor completo
$I_{S2(t3)}$	Corriente en el segundo interruptor completo
I_{D1}	Corriente en el diodo 1 del interruptor
V_{D1}	Voltaje en el diodo 1 del interruptor
I_{D2}	Corriente en el diodo 2 del interruptor
V_{D2}	Voltaje en el diodo 2 del interruptor
I_{M1}	Corriente en el MOSFET 1
V_{M1}	Voltaje en el MOSFET 1
C_R	Capacitor resonante
D	Ciclo de trabajo
F_{sw}	Frecuencia de conmutación
I_g	Entrehierro
I_{in}	Es la corriente de entrada fundamental
i_L	Corriente en el inductor de la fuente de corriente
i_{Lp}	Corriente en el inductor primario del transformador
i_{Lpmax}	Corriente máxima en el inductor primario
i_{Lprim}	Corriente promedio en el inductor primario
i_{Lrms}	Corriente rms en L
i_{Ls}	Corriente en el inductor secundario
i_{max}	Corriente máxima
I_{max}	Corriente máxima en el inductor L
$I_{maxprim}$	Corriente máxima en el inductor primario
I_{maxsec}	Corriente máxima en el inductor secundario
I_{min}	Corriente mínima en el inductor L
I_{rms}	Corriente RMS
$I_{rmsprim}$	Corriente RMS en el inductor primario
I_{rmssec}	Corriente RMS en el inductor secundario
$i_{R(t)}$	Corriente en R
k_{fe}	Coefficiente de pérdidas en el núcleo
k_g	Constante geométrica
k_{g2}	Constante geométrica del inductor secundario

k_{gfe}	Tamaño del núcleo
Ku	Factor de llenado
L_1 y L_2	Fuentes de corriente
L_S	Devanado secundario
L_R	Inductor resonante y devanado primario
M	Ganancia del tanque resonante
n	Relación de transformación
np	Número de vueltas en el inductor primario
ns	Número de vueltas en el inductor secundario
$n_{vueltas}$	Número de vueltas
P_{out}	Potencia en de salida
P_{avg}	Potencia promedio
$P_{entrada}$	Potencia de entrada al inversor de corriente
Q	Factor de calidad
R	Resistencia equivalente del tanque resonante
T	Periodo de la señal de 60 Hz
T_m	Periodo de la señal moduladora
T_{off}	Tiempo de apagado
T_{on}	Tiempo de encendido
V_r	Voltaje en R
V_{CC}	Voltaje de corriente directa
$V_{Cres}(t)$	Voltaje en el capacitor resonante
V_{DS}	Voltaje drenaje-fuente
V_{GSM1}	Voltaje de compuerta del MOSFET 1
V_{GSM2}	Voltaje de compuerta del MOSFET 2
$V_{gate}(t)$	Voltaje de compuerta
ω	Frecuencia angular de conmutación
Wa	Área de ventana

Abreviaturas y acrónimos

CA	Corriente alterna
CFE	Comisión federal de electricidad
CD	Corriente directa
CENIDET	Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
FP	Factor de potencia
IGBT	Transistor Bipolar de Compuerta Aislada
MOSFET	Transistor de Efecto de Campo de Metal Óxido Semiconductor
PCB	Tarjeta de circuito impreso
PDM	Modulación de densidad de pulsos
PWM	Modulación de Ancho de Pulso
SPWM	Modulación sinusoidal de ancho de pulso
RMS	Valor Cuadrático Medio o Valor Eficaz
THD	Distorsión armónica total

Capítulo 1

I. INTRODUCCIÓN

1.1. Antecedentes

Los sistemas fotovoltaicos se pueden clasificar como sistemas aislados y sistemas interconectados a la red eléctrica [1]. Los sistemas aislados, como su nombre lo indica, no están conectados a la red eléctrica y almacenan la energía en bancos de baterías. Por otro lado, los sistemas interconectados a la red eléctrica suministran la energía desde el panel fotovoltaico a la red. El esquema general de un sistema fotovoltaico interconectado a la red eléctrica se muestra la Figura 1.

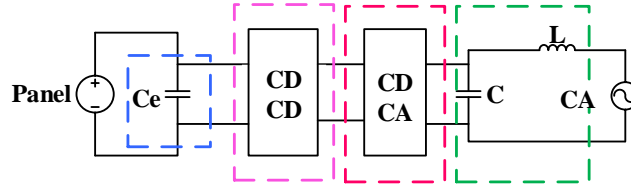


Figura 1 Etapas de un sistema interconectado a la red eléctrica [2]

De acuerdo a la Figura 1, el capacitor C_e es necesario en el caso de que el convertidor CD-CD tenga una corriente pulsante a la entrada. El convertidor CD-CD ajusta el nivel de voltaje generado por el panel fotovoltaico al nivel requerido por el inversor CD-CA, el cual genera una onda de salida alterna que será filtrada por el filtro LC de forma tal que la corriente inyectada a la red de CA sea una onda sinusoidal a 60 Hz y esté en fase con la forma de onda de voltaje de la red eléctrica.

Una de las etapas más importantes de la Figura 1, es la etapa CD-CD, para la cual y de acuerdo a la aplicación, el convertidor *boost* es la topología más utilizada [3-5] bajo un esquema como el mostrado en la Figura 2.

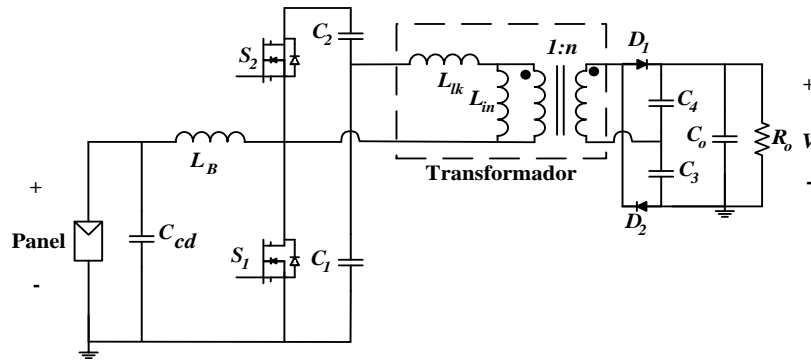


Figura 2 Esquema convencional utilizando un convertidor *boost* [6]

El convertidor CD-CD de la Figura 2, presenta ventajas que lo vuelven tendencia en este tipo de aplicaciones, como su relativa sencillez de diseño e implementación y bajo costo de construcción [7]. Sin embargo, este tipo de convertidor requiere de grandes inductores (L_B , L_{lk} y L_{in}) por lo que su uso resulta viable en baja potencia y no proporciona una ganancia alta de voltaje debido a que su ganancia está limitada por sus pérdidas de potencia [8-11].

Otras topologías comúnmente utilizadas en la parte CD-CD, son variantes del convertidor *flyback* convencional [12-15] y *flyback* activo [16, 17] como lo muestra la Figura 3.

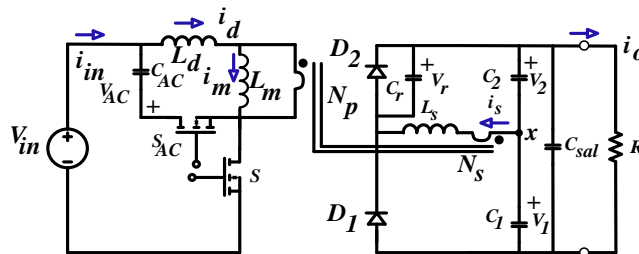


Figura 3 Convertidor *flyback* con enclavamiento activo [18]

La Figura 3, muestra el esquema de un convertidor *flyback* con enclavamiento activo, cuyas diferencias con los esquemas convencionales, radican en buscar que las inductancias de dispersión del transformador y las capacitancias parásitas del diodo, reduzcan la circulación de la corriente en los dispositivos de potencia. Sin embargo, el estrés en voltaje que presenta el diodo del rectificador y el hecho de no tener corriente continua a la entrada, lo vuelven un sistema que necesita colocar elementos adicionales.

Otra topología utilizada es el convertidor *Cuk*, sus estados de conducción se muestra en la Figura 4 [19].

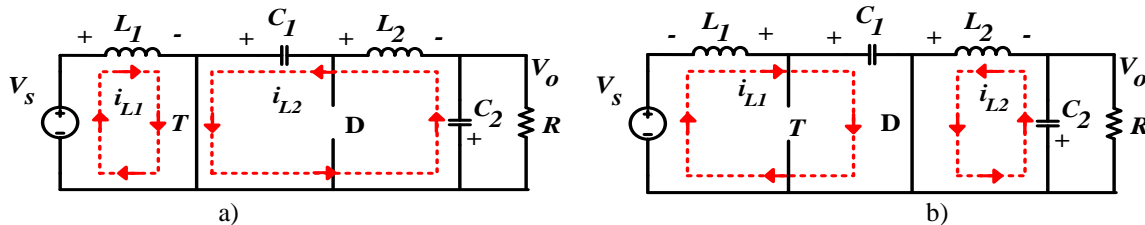


Figura 4 Modos de operación del convertidor *Cuk* propuesto en [19]; a) modo ON, b) modo OFF

La Figura 4, muestra los dos modos de operación del convertidor *Cuk*, los cuales indican que cuando el convertidor opera en el modo ON (Figura 4a) debido a que $V_{C1} > V_o$, el capacitor C_1 suministra la energía directamente a la carga. Por otro lado, en el modo OFF (Figura 4b) C_1 es cargado por el voltaje V_s y la carga recibe la energía del inductor L_2 . El convertidor *Cuk* presenta como principal ventaja tener una corriente no pulsante a la entrada y la salida. Sin embargo, debido a la topología se tiene un mayor uso de componentes y una señal de voltaje invertida a la salida.

La literatura consultada muestra que la etapa del convertidor CD-CD para un sistema fotovoltaico interconectado, presenta ciertos problemas que permiten explorar topologías que no son ampliamente estudiadas para la aplicación. Algunos de estos problemas se mencionan brevemente a continuación.

1. **Convertidor *boost*:** Es el convertidor más utilizado para esta aplicación por su sencillez y fácil armado, pero no cuenta con aislamiento galvánico, se vuelve intrínsecamente inestable por el polo que tiene en el semiplano derecho y su regulación es muy complicada.
2. **Convertidor *buck-boost*:** Este convertidor tiene como variante el convertidor *flyback*, cuyo inconveniente al igual que para el convertidor *buck*, es el hecho de tener corrientes pulsantes en la entrada.
3. **Convertidor *buck*:** El convertidor *buck* tiene como variantes los convertidores *Forward*, el puente completo, el medio puente, y el convertidor *push-pull*, su principal problema asociado es la corriente de entrada pulsante debido a sus conmutaciones.
4. **Convertidor *flyback*:** Ampliamente utilizado, tiene la ventaja de tener un transformador, pero el nivel de energía que procesa lo vuelve muy voluminoso, además, presenta corriente discontinua a la entrada, y requiere de un filtro LC adicional.
5. **Convertidor *Cuk*:** Uno de los convertidores que no ha sido ampliamente estudiado para la aplicación, y cuenta con una versión con aislamiento galvánico. Sin embargo, presenta altas pérdidas de potencia, ocasionando eficiencias de entre el 70% y 90% aproximadamente.
6. **Convertidor *SEPIC*:** Es un convertidor que presenta una corriente continua a la entrada y baja tensión en el interruptor de encendido. Sin embargo, su ganancia de voltaje sigue siendo baja y para obtener un voltaje de salida más alto, el tiempo de encendido en el interruptor debe ser mayor que su tiempo de apagado, si esto no ocurre, el convertidor no proporcionará el voltaje a la salida requerido. Debe considerar un gran número de parámetros para su correcta implementación y no puede operar a una elevada frecuencia de conmutación, lo que implica buscar nuevas configuraciones para un óptimo funcionamiento [20].

De los anteriores puntos, una clasificación más amplia de los convertidores CD-CD que pueden aplicarse a sistemas fotovoltaicos interconectados, se muestra en la Figura 5.

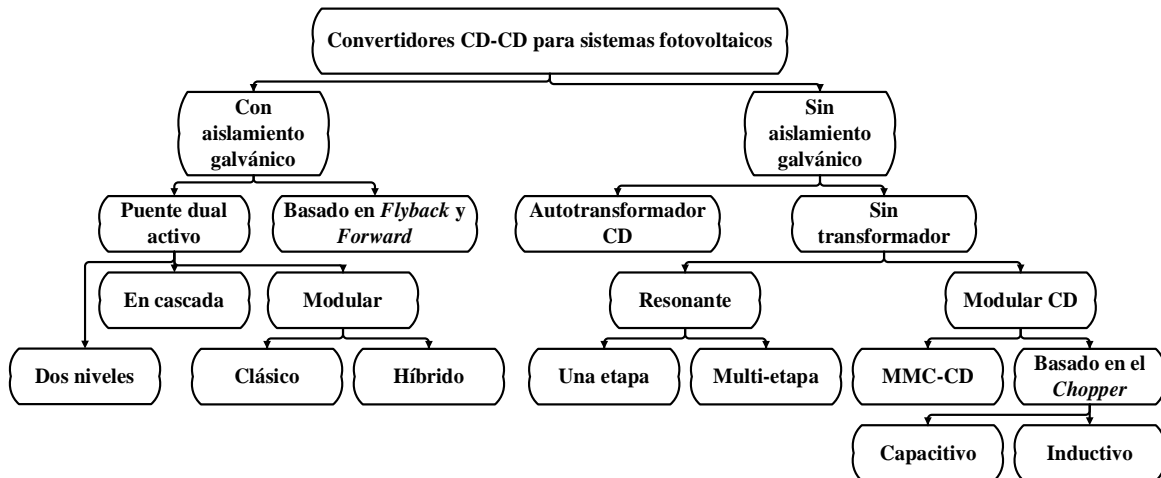


Figura 5 Clasificación de convertidores CD-CD

De acuerdo a la literatura consultada, se sabe que de la Figura 5, los convertidores no resonantes representan las topologías más estudiadas debido a su sencillez [21-24]. Sin embargo, estos convertidores aún presentan problemas de estabilidad, conmutación dura y problemas de banda estrecha [25].

Por otro lado, las topologías menos utilizadas son las que usan convertidores CD-CD resonantes. Como su nombre lo indica estos convertidores se caracterizan por utilizar redes resonantes que permitan la obtención de formas de onda sinusoidales con las cuales conseguir que los interruptores conmuten a corriente cero.

El uso de convertidores resonantes permite conseguir una mayor densidad de potencia. Lo anterior es posible gracias a que al conmutar a corriente o voltaje cero se tienen menores pérdidas en la conmutación, permitiendo operar al circuito a frecuencias más altas. El incremento en la frecuencia de conmutación ayuda a reducir el tamaño de los elementos pasivos. La Tabla 1, muestra algunas características que los convertidores resonantes presentan:

TABLA 1. Características de los convertidores CD-CD resonantes

Ventajas de los convertidores CD-CD resonantes	Desventajas de los convertidores CD-CD resonantes
-Alta velocidad de conmutación y reducción de componentes pasivos	-Diseño y estructura compleja
-Alta densidad de potencia	-Control complejo en lazo cerrado
-Alta eficiencia debido a la conmutación ZVS y/o ZCS	

De las características mencionadas, el trabajo de investigación está centrado en el estudio de un convertidor CD-CD para un esquema como el mostrado en la Figura 1, para lo cual, a continuación, se presenta el planteamiento del problema.

1.2. Planteamiento del problema

Desde el punto de vista de la problemática presentada en la etapa CD-CD, no solo la eficiencia sino también la vida útil se vuelven una cuestión relevante para la aplicación. Lo cierto es que la literatura consultada solo muestra optimizaciones de los ya conocidos convertidores CD-CD, dejando de lado el estudio de nuevos sistemas utilizando topologías poco estudiadas como el caso de las topologías resonantes.

En este sentido, existe una ventana de oportunidad para estudiar la viabilidad de topologías resonantes con el objetivo de determinar las características de operación que tendrían en energías renovables, pues debido a sus características, permiten reducir las pérdidas de conmutación que resultan de la operación a frecuencias más altas, lo que a su vez ayuda a reducir el tamaño de sus componentes reactivos. Además, al operar en una condición cercana a la resonancia, es posible tener conmutaciones a voltaje y corriente cero y a su vez permiten una mayor densidad de potencia.

1.3. Estado del arte

A continuación, se presenta de manera general características, normativas y topologías reportadas en el estado del arte.

1.3.1 Especificaciones, demandas y lineamientos

Un sistema fotovoltaico interconectado a la red eléctrica, presenta dos puntos importantes a considerar:

1. Contar con un sistema de control que opere al panel fotovoltaico en el punto de máxima potencia (*Maximum Power Point Tracking* MPPT).
2. Inyectar una corriente sinusoidal a la red eléctrica de acuerdo a la normativa correspondiente descrita a continuación.

Características definidas por la red eléctrica

Los lineamientos que se siguen a escala global vienen dados directamente por organismos tales como el *Committee Draft for Vote- CDVIEC61727* [26, 27], las normativas establecidas por los códigos EN61000-3-2, IEEE1547 [28] y el *U.S. National Electrical Code (NEC)* [29].

Para México, quien rige estos lineamientos es la Comisión Federal de Electricidad (CFE), quien establece las características a seguir con la especificación CFE G0100-04 [30].

Las normativas para la interconexión de sistemas fotovoltaicos a la red eléctrica principal se muestran en la Tabla 2.

TABLA 2. Resumen de las principales normativas para sistemas fotovoltaicos

Parámetro	Normativa			
	IEC61727 [31]	EN61000-3-2 [32]	IEEE1547 [28]	G0100-04 [30]
Potencia nominal	10 kW	16 A X 230 V= 3.7 kW	30 kW	30 kW
Corrientes armónicas (Orden) Limites	(3-9) 4% (11-15) 2% (17-21) 1.5% (22-33) 0.6%	(3) 2.1 A (5) 1.14 A (7) 0.77 A (9) 0.40 A (11) 0.33 A (13) 0.21 A (15-39) 2.25 A	(2-10) 4% (11-16) 2% (17-22) 1.5% (23-34) 0.6% (>35%) 0.3%	Distorsión armónica total, menor del 8% y límite para armónicos individuales menor del 6%
Máxima distorsión armónica en corriente (THD)	No mayor a 5%	--	No mayor a 5%	No mayor a 6%
Mínimo factor de potencia permisible	0.9	--	--	0.9
Inyección de corriente	Menor del 1% de la corriente nominal de salida	<0.22 A correspondiente a 50 W	Menor del 0.5% de la corriente nominal de salida	Menor al 1% de la corriente nominal de salida
Aislamiento galvánico	Sí	Sí	Sí	Sí

De las normativas presentadas en la Tabla 2, también es importante conocer que la potencia instantánea que será inyectada a la red eléctrica ($P_{ca}(t)$) se puede calcular como el producto del voltaje y la corriente inyectada a la red ($v_{ca}(t) = V_o \cos(\omega t)$, $i_{ca}(t) = I_o \cos(\omega t - \theta)$) considerando un desfase de cero entre $v_{ca}(t)$ y $i_{ca}(t)$ como lo muestra la Ecuación (1):

$$P_{ca}(t) = P_o + P_o \cos(\omega t) \quad (1)$$

Donde ω es la frecuencia angular, t el tiempo, θ es el desfase, P_o potencia de salida y V_o e I_o son los valores pico de voltaje y corriente.

Por normativa, también es necesario tener un aislamiento galvánico, el cual se consigue por medio de un transformador. Un ejemplo de esta topología, la cual ya se ha reportado en la literatura, se muestra en la Figura 6.

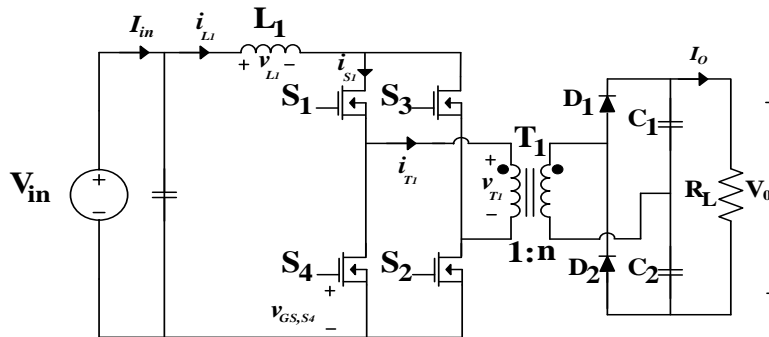


Figura 6 Convertidor CD-CD resonante aplicado a sistemas fotovoltaicos interconectados a la red eléctrica [33]

De la Figura 6, C_1 y C_2 son los componentes de enlace (generalmente electrolíticos), los cuales gestionan el desacoplamiento de energía procedente de CA, estos componentes presentan una alta densidad de energía, pero son los elementos con menor vida útil del sistema tienen.

Para resolver el problema de la baja vida útil de los capacitores electrolíticos, existen diferentes trabajos que proponen reducir la cantidad de energía a almacenar en el enlace, tal es el caso de [34] cuya aportación consiste en un sistema de tres puertos, el cual se compone de las siguientes partes: un puerto de rizo que implementa el desacoplamiento de energía, un puerto de CD el cual transfiere una potencia constante y un puerto de CA. El puerto de rizo procesa las fluctuaciones de potencia utilizando un inductor y un capacitor. El inductor se encarga de prevenir cualquier cambio repentino de corriente debido a la frecuencia de conmutación del inversor, mientras que el capacitor se usa como medio de almacenamiento de energía. La implementación del tercer puerto evita tener un rizo de voltaje elevado en el enlace de CD, permitiendo extraer eficientemente la energía del sistema fotovoltaico. Gracias a este tipo de esquemas, se han reportado capacitancias de enlace inferiores a $50 \mu\text{F}$ para potencias de entre 150 a 300 W, lo que permite usar capacitores de película o cerámicos, mismos que presentan mayor vida útil que los electrolíticos [35]. Por otro lado, debido a que el trabajo de tesis está centrado en estudiar la viabilidad de diferentes topologías en la etapa CD-CD, el estudio de un tercer puerto no es explorado.

Características definidas por el panel fotovoltaico

El circuito equivalente para un panel fotovoltaico se muestra en la Figura 7 [36].

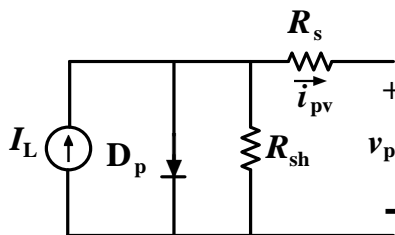


Figura 7 Circuito equivalente de un panel fotovoltaico

En la Figura 7, se muestra el circuito equivalente de un panel fotovoltaico, así como las componentes de voltaje (v_{pv}) y corriente (i_{pv}) entregadas a la salida, este circuito equivalente consiste en una fuente de corriente (I_L), un diodo paralelo (D_p), una resistencia *shunt* (R_{sh}) y una resistencia serie (R_s).

El rango de voltaje deberá garantizar que los paneles operen en el máximo punto de potencia (MPPT) [37-39]. El diagrama general utilizado del MPPT se muestra en la Figura 8 [40].

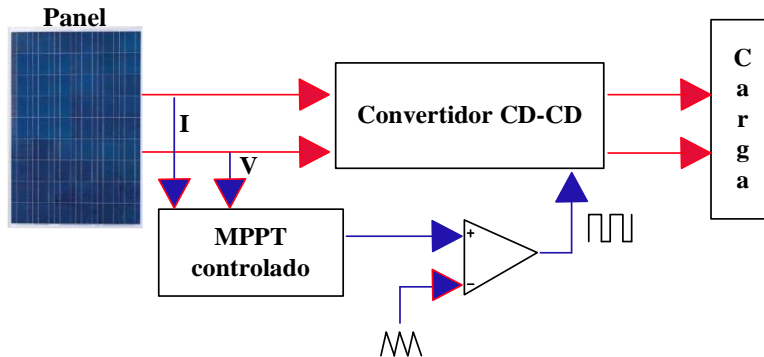


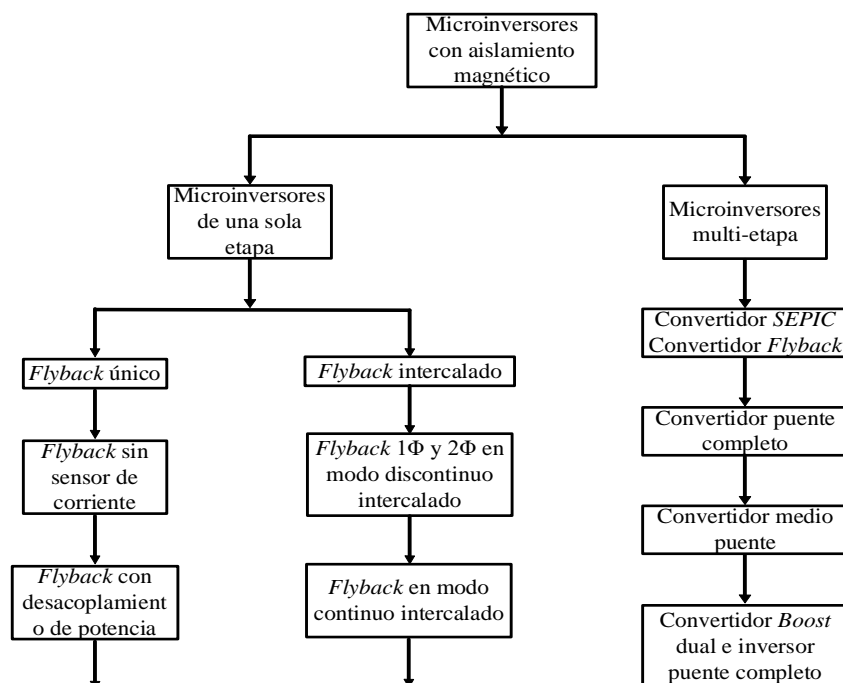
Figura 8 MPPT controlado variando el ciclo de trabajo [40]

El diagrama de la Figura 8, utiliza las mediciones de corriente y voltaje para encontrar la potencia de salida del panel fotovoltaico, el convertidor CD-CD también forma parte del esquema y su salida alimenta una carga, los valores de I y V son detectados en cada muestra de acuerdo a la frecuencia de muestreo [40].

Una vez mencionada parte de la normativa para la aplicación, a continuación, se presentan algunas de las topologías presentadas en la literatura para un sistema fotovoltaico interconectado a la red eléctrica, desde el punto de vista del convertidor CD-CD.

1.3.1 Uso de convertidores CD-CD asociados a microinversores

Los convertidores CD-CD aplicados a microinversores se clasifican en sistemas de una etapa y multi-etapa. Parte de su clasificación reportada en la literatura, se muestra en la Figura 9 [41].



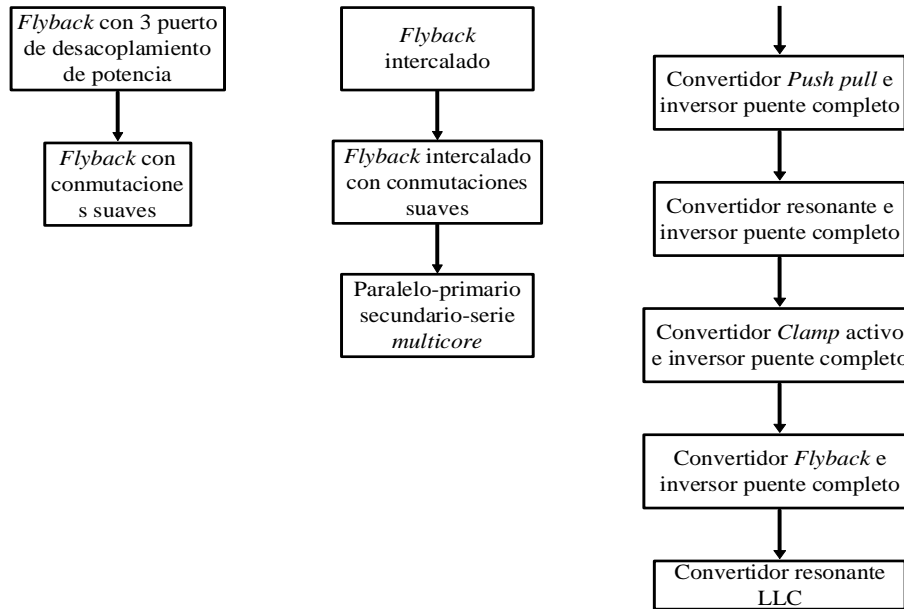


Figura 9 Clasificación de convertidores CD-CD asociados a micro-inversores aislados [41]

Parte de las ventajas que los micro-inversores modulares presentan es la optimización de la cosecha de energía, pues contribuyen a que se pueda extraer de cada panel la máxima potencia disponible [42-44]. Además, generalmente presentan una estructura en cascada de dos etapas. La Figura 10, muestra el esquema convencional de un microinversor.

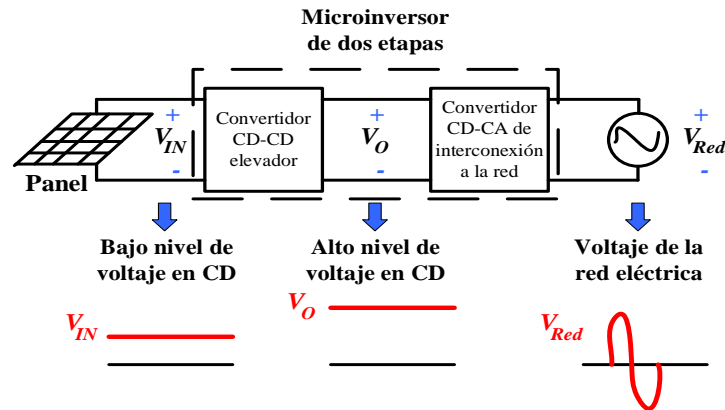


Figura 10 Diagrama a bloques de un microinversor de dos etapas

El principio de funcionamiento de un esquema como el presentado en la Figura 10, es similar a un sistema convencional [45, 46]. Sin embargo, un convertidor elevador convencional para un microinversor debe tener una ganancia de voltaje muy alta, por lo tanto, el interruptor deberá tener un ciclo de trabajo muy grande.

Uno de los trabajos que presenta el uso de un microinversor para un sistema interconectado, es el desarrollado en CENIDET [47], el cual a su vez propone una reducción en el componente de enlace mediante el uso de un inversor adicional, este trabajo utiliza como topología central el convertidor CD-CD Cuk. La topología utilizada se muestra en la Figura 11.

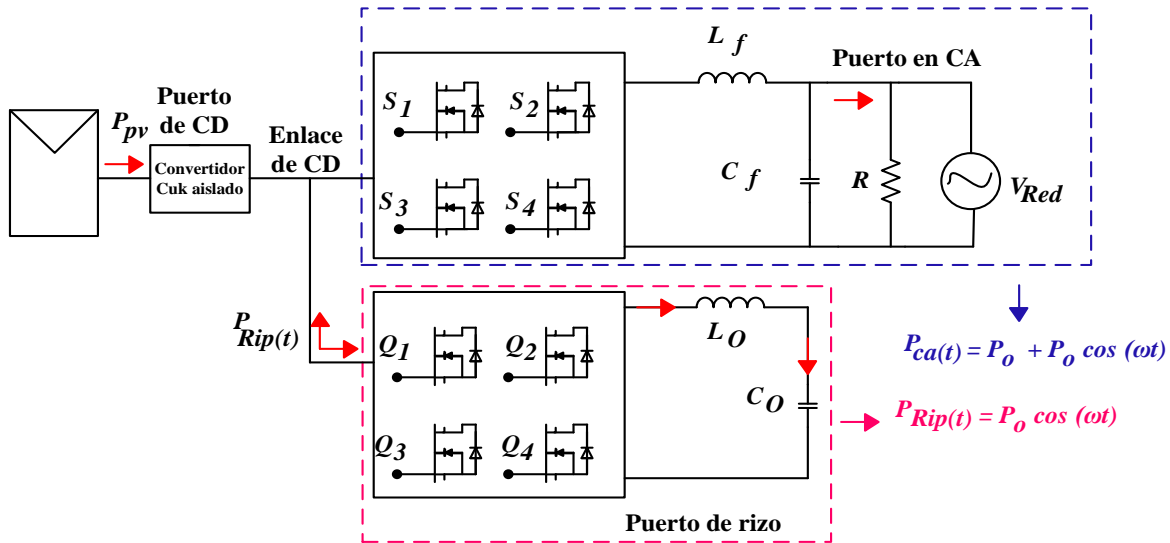


Figura 11 Trabajo presentado en [47] utilizando un convertidor Cuk

La topología de la Figura 11, parte del problema asociado a la conexión monofásica que usualmente presenta este tipo de aplicaciones (Figura 12), lo que provoca que la potencia en la carga varíe al doble de la frecuencia de red, requiriendo en algunos intervalos el doble de la potencia nominal. Para evitar este problema, un gestionamiento de energía utilizando un tercer puerto se presenta, el cual está basado en el trabajo de Philip Krein en [34].

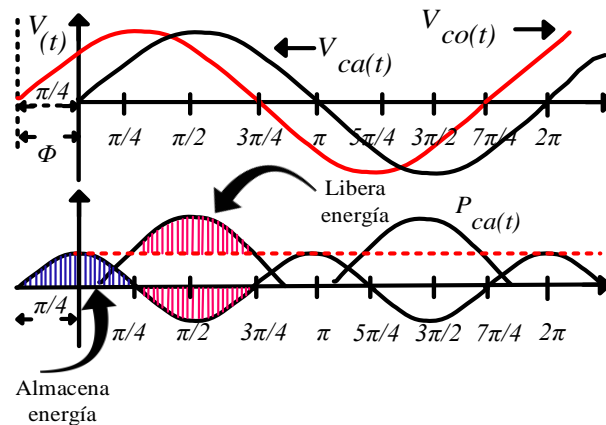


Figura 12 Gestionamiento mediante el uso de un puerto de rizo: voltaje ($V_{ca}(t)$) y potencia ($P_{ca}(t)$) de red, voltaje en el capacitor de enlace ($V_{co}(t)$)

La Figura 12, es explicada a partir de los flujos de potencia generados por cada puerto, es decir el puerto de CD es el encargado de generar un valor nominal de potencia P_{pv} , que deberá ser cercano al valor promedio de la potencia demandada por la carga. Sin embargo, $P_{ca}(t)$ varía en función del tiempo, existiendo intervalos donde $P_{ca}(t)$ será mayor que la potencia de entrada, presentándose un importante déficit de energía.

La Figura 12, muestra que el almacenamiento de la energía depende del control sobre los inversores de la topología, es decir controlando el ángulo de desfase entre $V_{ca}(t)$ y $V_{co}(t)$. Adicionalmente, adelantando $V_{co}(t)$ con un ángulo $\phi = \pi/4$, se logra que el puerto de rizo almacene la energía suficiente, evitando el rizo de potencia en CD.

Del trabajo presentado en [47] es posible reducir el valor del capacitor de enlace y utilizar componentes que superan la confiabilidad de los capacitores electrolíticos. Sin embargo, se ha decidido no optar por un gestionamiento de energía similar en el trabajo de tesis, pues debido a que ya ha sido presentado, no se considera

como una aportación y su estudio únicamente incluye desde el punto de vista de simulación. Finalmente, el convertidor *Cuk* implementado en el trabajo [47], también presenta problemas relacionados con la eficiencia del convertidor, pues presenta conmutaciones duras y problemas de diseño magnético cuando la topología utiliza el tercer puerto de rizo.

Otro trabajo propuesto utilizando microinversores es el presentado en [48], el cual propone un convertidor elevador medio puente con una eficiencia elevada. El convertidor propuesto presenta una estructura combinada usando el convertidor elevador en el lado primario del transformador y un duplicador de voltaje capacitivo amortiguado en el lado secundario. La topología se muestra en la Figura 13.

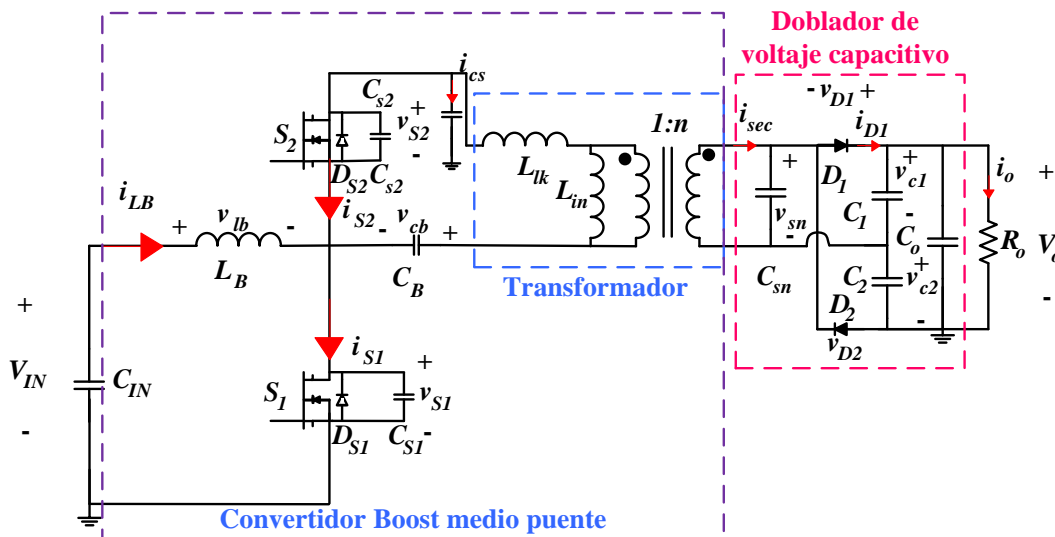


Figura 13 Topología propuesta en [48]

La topología de la Figura 13, utiliza diferentes técnicas cuasi-resonantes, gracias a las cuales presenta bajas pérdidas de potencia en el apagado para los interruptores usados. Además, el convertidor que se propone no presenta corrientes de magnetización de CD en el transformador, debido al capacitor de bloqueo utilizado y duplica la ganancia de voltaje con la mitad de la tensión de voltaje en los diodos a causa del duplicador usado.

A pesar de sus grandes ventajas, la anterior topología también muestra cierta complejidad de diseño e implementación. Un ejemplo de ello es el cálculo del inductor en el convertidor elevador (L_B), pues para reducir las pérdidas de conducción el análisis presentado propone parámetros de diseño evaluados en modo de conducción continuo, otro punto a tener en cuenta es el cálculo del capacitor de almacenamiento C_s , en el capacitor snubber C_{sn} , en la corriente de dispersión de la inductancia L_{lk} y la inductancia de magnetización L_m , volviendo la topología más compleja.

A pesar de lo anterior, los micro-inversores presentan buenas ventajas de operación comparándolos con las topologías convencionales. Sin embargo, únicamente pueden ser utilizados en aplicaciones de poca potencia, reduciendo considerablemente su rango de aplicación, debido a que son recomendados para aplicaciones de entre 150 y 500 W aproximadamente [41]. Así mismo y debido a que hay un gran número de sistemas similares, la Tabla 3, muestra un breve resumen de algunos de los trabajos reportados utilizando micro-inversores.

TABLA 3. Topologías utilizadas en micro-inversores

Ref.	Requerimientos de funcionamiento							
	Potencia (W)	Capacitor de desacoplamiento (μF)	No. Interruptores	Tipo de conmutación	Eficiencia máxima (%)	Confiabilidad	Costo	THD (%)
[49]	300	1500	3	Dura	89	Baja	Bajo	--
[50]	100	40	4	Dura	70	Alta	Medio	--
[51]	100	46	4	Dura	90.6	Alta	Medio	< 1.7
[52]	100	46	4	Dura	90.23	Alta	Medio	< 1.9

[53]	250	5000	3	Suave	94	Baja	Bajo	--
[54]	200	5600	6	Dura	95.7	Baja	Medio	< 4
[55]	200	8800	6	Dura	94	Baja	Medio	< 2.46
[56]	250	11000	8	Dura	95.11	Baja	Medio	--
[57]	120	250	12	Dura	92.4	Baja	Alto	< 5
[58]	500	70	4	Dura	85.3	Baja	Medio	< 2.5
[59]	150	8.2	9	Suave	89	Alta	Alto	< 5
[60]	250	31	7	Dura	93	Alta	Alto	--
[61]	250	--	6	Suave	--	Alta	Alto	--
[62]	400	36	6	Dura	96.2	Alta	Alto	3.8
[63]	400	35.3	10	Dura	96	Alta	Alto	< 2.5

A diferencia de los micro-inversores, los convertidores CD-CD resonantes representan sistemas poco estudiados para la aplicación. Básicamente se pueden dividir en cuatro grupos distintos; los convertidores resonantes alimentados en voltaje, los convertidores alimentados en corriente, los convertidores clase E y los convertidores cuasi-resonantes.

Sus características se presentan a continuación [64].

Convertidor LLC resonante alimentado en voltaje

Este tipo de convertidores se usan comúnmente con tanques resonantes en serie. Muestra de ello es el convertidor resonante LLC presentado en la Figura 14.

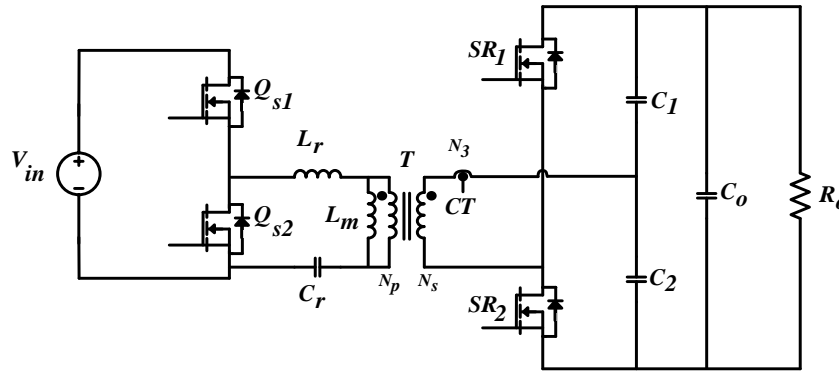


Figura 14 Convertidor LLC resonante [65]

Los interruptores laterales del convertidor en la Figura 14, logran conmutación a voltaje cero gracias al capacitor resonante C_r . Sin embargo, el voltaje en sus interruptores S_{R1} y S_{R2} ocasionalmente es tan alto como el doble del voltaje en su salida. Aunado a esto, la corriente en los interruptores se vuelve muy asimétrica.

Convertidor push-pull resonante

Este tipo de convertidor presenta las ventajas de un convertidor push-pull convencional alimentado en corriente, tienen una buena relación de transformación (a diferencia del convertidor elevador) y bajas pérdidas de conducción en sus interruptores, el esquema general se muestra en la Figura 15.

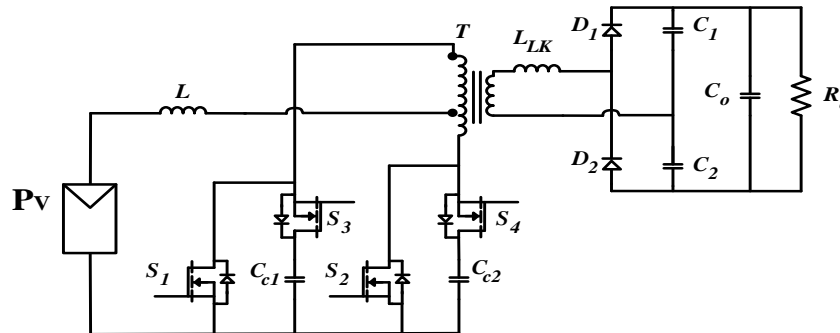


Figura 15 Convertidor push-pull resonante

A pesar de las ventajas que este tipo de topologías presentan, el convertidor presentado en la Figura 15, tiene varios problemas relacionados con la inductancia de dispersión en su transformador e incluso problemas de recuperación inversa en los diodos del rectificador [66].

Convertidores puente completo y medio puente resonantes

Este tipo de convertidores se caracterizan principalmente por su alta eficiencia asociada con las técnicas de conmutación resonantes y generalmente presentan arreglos para tener conmutación a corriente cero (*Zero current switching ZCS*) colocando un capacitor en serie con la inductancia de dispersión generada por su transformador. Estas configuraciones se muestran en la Figura 16.

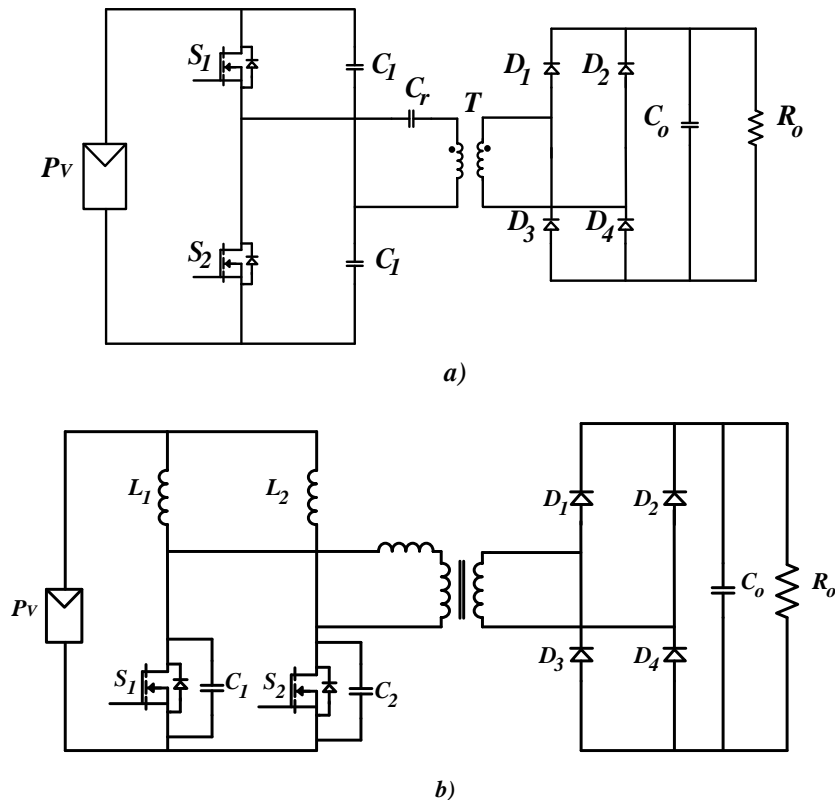


Figura 16 Convertidor resonante: a) convertidor resonante medio puente, b) convertidor resonante dual medio puente

La Figura 16, muestra un par de opciones viables, especialmente el convertidor dual medio puente de dos interruptores, debido a que, durante la desconexión del transistor empleado, el capacitor paralelo C_1 o C_2 resuena con el inductor L_r y como consecuencia el encendido del transistor complementario ocurre cuando el voltaje del capacitor en turno es igual a cero. Otro punto interesante es que la inductancia resonante L_r y los capacitores C_1 y C_2 , pueden ser reemplazados por la inductancia de fuga del transformador y las capacitancias parásitas del MOSFET respectivamente.

Convertidor CD-CD resonante alimentado en corriente

Estos convertidores son usados con tanques resonantes en paralelo, lo cual representa una ventaja pues de estos se podrían obtener los devanados del aislamiento galvánico. Sin embargo, en la mayoría de casos se han presentados para otro tipo de aplicaciones [67]. Su estructura general se muestra en la Figura 17.

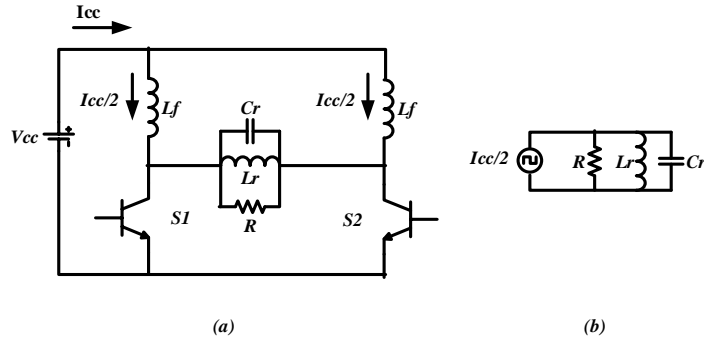


Figura 17 Convertidor resonante alimentado en corriente presentado en [67], a) inversor resonante paralelo con dos fuentes de corriente, b) circuito equivalente

Parte de las características del circuito presentado en la Figura 17, muestran que estos convertidores no poseen corriente pulsante en la entrada, aunado a esto también presentan conmutaciones suaves en los interruptores y se dividen en el inversor puente completo, el equivalente al medio puente y el push-pull. Por otro lado, una de las mayores desventajas que la literatura menciona de estas topologías, radica en el hecho de necesitar interruptores unidireccionales [68], lo que limita bastante la frecuencia de conmutación. De igual forma, la mayoría de autores mencionan que este tipo de topologías no presentan buenas características relacionadas a su eficiencia. Sin embargo, no se han encontrado artículos (al menos en la literatura consultada), en donde se especifiquen las causas de esto.

Convertidor CD-CD multi-resonante alimentado en corriente

El convertidor multi-resonante alimentado en corriente, consiste en una estructura de medio puente con dos inductores, un transformador y un tanque resonante como el presentado en la Figura 18 [69].

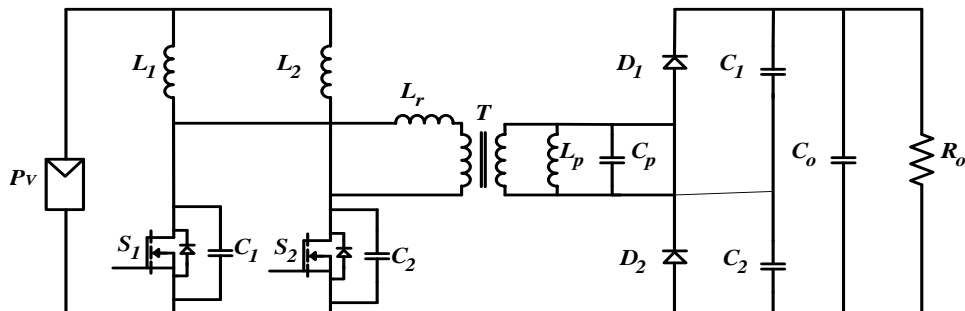


Figura 18 Convertidor multi-resonante alimentado en corriente

Este tipo de convertidores tiene como principal inconveniente las altas pérdidas de potencia en el devanado secundario del transformador, mismas que pueden reducir considerablemente la frecuencia de conmutación con la que la topología resonará.

Convertidor CD-CD resonante serie-paralelo LLC

El convertidor LLC serie-paralelo se muestra en la Figura 19, en donde el inversor puente completo está conectado con un rectificador medio puente y un transformador, el cual debido a las características resonantes puede ser operado en un rango de frecuencias elevado, lo que permite una disminución considerable en el tamaño de sus elementos magnéticos. Así mismo, este tipo de convertidores presentan conmutación a voltaje cero (*Zero Voltage Switching, ZVS*) en los MOSFETs y ZCS en los diodos.

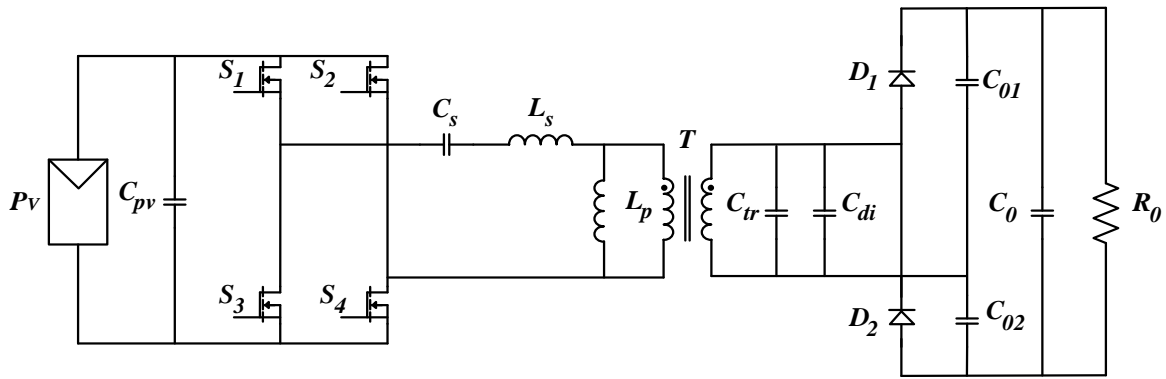


Figura 19 Convertidor resonante serie-paralelo

Mencionadas algunas de las topologías reportadas en la etapa CD-CD, un alto porcentaje de las mismas presentan optimizaciones, pero dejan de lado parte de los problemas previamente mencionados. Debido a esto, el trabajo de tesis está centrado en estudiar la viabilidad de topologías que no hayan sido optimizadas para esta aplicación, con el objetivo de estudiar posibles soluciones a los marcados problemas presentados por la mayoría de topologías reportadas. A continuación, se presenta la propuesta de solución.

1.4. Propuesta de solución

La aportación principal del trabajo de tesis es el estudio de una topología en la etapa CD-CD para sistemas fotovoltaicos que presente una corriente continua a la entrada, una ganancia alta de voltaje, un arreglo natural con transformadores y un funcionamiento que combine ZCS y ZVS con un número pequeño de dispositivos de potencia mediante una topología resonante en corriente (Figura 21).

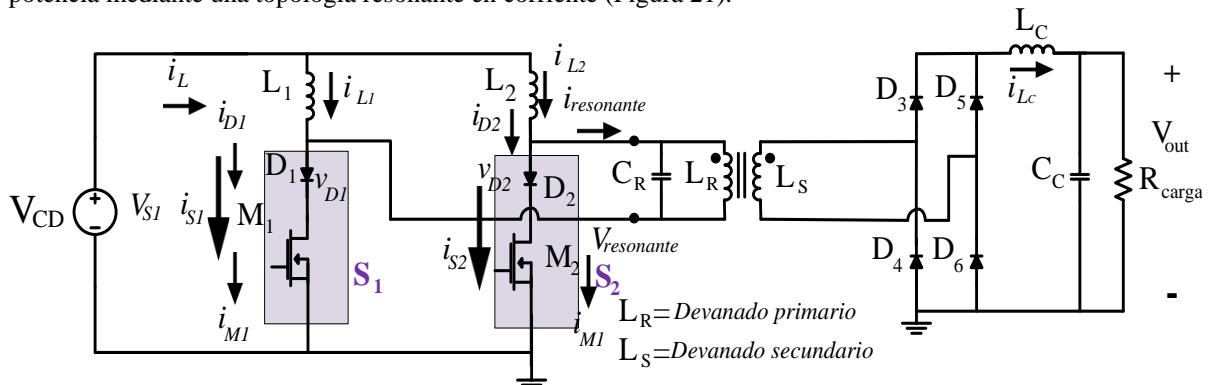


Figura 20 Convertidor CD-CD resonante alimentado en corriente

El convertidor de la Figura 20, es propuesto con el objetivo de reducir las pérdidas de conmutación en los interruptores principales y parte de sus ventajas son el hecho de presentar un tanque resonante paralelo conformador por sus componentes C_R y L_R , el cual puede dividirse en dos devanados (L_R y L_S) para tener aislamiento galvánico. Por otro lado, la necesidad de utilizar un capacitor en paralelo con el panel, no es necesario pues la topología presenta una corriente continua a la entrada. Sin embargo, el convertidor que se propone no ayudará a disminuir el valor del capacitor electrolítico de enlace (C_C). De esta forma, a continuación, se presentan los objetivos generales y específicos, así como los principales alcances, limitaciones y aportaciones que el trabajo de tesis propone.

1.5. Objetivos

1.5.1 Objetivo general

Estudiar la viabilidad de un convertidor CD-CD resonante alimentado en corriente, que presente corriente continua a la entrada, ZCS, ZVS, elimine el capacitor paralelo ubicado entre el panel fotovoltaico y la entrada del convertidor CD-CD y presente bajas pérdidas derivadas de sus elementos magnéticos.

1.5.2 Objetivos específicos

- 1 Determinar si la topología presenta corriente continua a la entrada y disminuye las pérdidas de conmutación en comparación con las topologías existentes.
- 2 Aportar soluciones puntuales a la problemática que los convertidores CD-CD no resonantes presentan.
- 3 Definir a la aportación principal del trabajo de tesis como un sistema electrónico, centrándose principalmente en la etapa del convertidor CD-CD.
- 4 Implementar las estrategias que mejoren el aprovechamiento de la energía y elimine los constantes problemas asociados a las conmutaciones duras presentes en la mayoría de topologías aplicadas a sistemas fotovoltaicos.

Previo a presentar el cronograma de actividades, a continuación, se presentan la justificación y los alcances que el trabajo de tesis abarca.

1.6. Justificación

Actualmente hay una tendencia de topologías no resonantes aplicadas a sistemas fotovoltaicos. Muchas de estas topologías presentan algunos de los problemas mostrados en el estado del arte.

Por otro lado, existe un reducido grupo de trabajos que paulatinamente han presentado algunas soluciones usando convertidores CD-CD resonantes alimentados en voltaje, observando que a pesar de ser topologías que previamente no habían sido consideradas en esta aplicación, han mostrado tener puntos positivos que las ponen a la par o superiores a muchas topologías conocidas.

1.7. Alcances y limitaciones

Para la aplicación y topología seleccionada para el trabajo de tesis, se cuenta con un circuito auxiliar en laboratorio que consiste en un inversor de enlace a la red eléctrica, mismo que no se elabora nuevamente pues se ajusta a las condiciones y parámetros de diseño seleccionados para el trabajo de tesis. El análisis del puerto de rizo solo se estudia en simulación y el control utilizado en el convertidor CD-CD seleccionado no cuenta con un estudio de optimización, es decir, el margen de mejora en las características obtenidas del modelo de implementación, aún es muy mejorable.

Para validar el funcionamiento de la topología seleccionada se desarrolla un estudio bajo las siguientes consideraciones: 1) el tiempo de retardo (T_D) el cual es un porcentaje del periodo, se eligió de 0.49 debido a que T_D debe ser lo más cercano a 0.5, con el objetivo de no tener un traslape tan grande. 2) el factor de calidad del tanque resonante se eligió lo suficientemente grande para filtrar todos los armónicos de corriente, excepto la fundamental. 3) todos los inductores y capacitores se consideran ideales, 4) los interruptores unidireccionales fueron implementados usando como diodos y MOSFETs los componentes de SiC C4D08120 y C2M0160120D respectivamente, 5) la frecuencia de conmutación (F_{sw}) se consideró de 200 kHz, la cual es lo suficientemente alta para topologías resonantes y 6) no se incluye un estudio de confiabilidad.

Capítulo 2

II. ANÁLISIS DE LA TOPOLOGÍA PROPUESTA

2.0 Análisis del convertidor resonante

A. Características y etapas del convertidor

La topología propuesta como caso de estudio del trabajo de tesis, se muestra en la Figura 21.

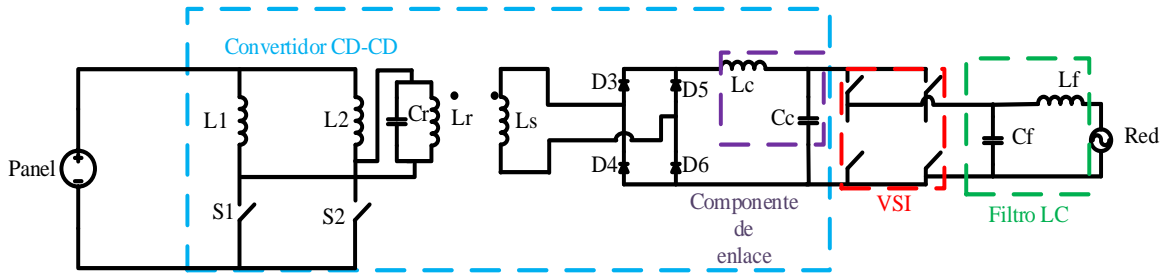


Figura 21 Topología para un sistema fotovoltaico interconectado

La topología presentada en la Figura 21, puede utilizar un medio puente o un puente completo y de manera general toda la energía que será obtenida desde la fuente de entrada (P_{panel}), será rectificadora ($D_3:D_6$), filtrada (L_c y C_c) e invertida por VSI (*Voltage Source Inverter*) para tener una salida en CA y su funcionamiento es básicamente el mismo que el de las topologías presentadas en el estado del arte. De igual forma, la topología de la Figura 21, al ser alimentada en corriente, no presenta corrientes pulsantes en la entrada del convertidor CD-CD, por lo que el capacitor C_e (de la Figura 1) no es necesario.

Para la topología propuesta, se espera que la señal de corriente del panel (i_L) se divida por las fuentes de corriente L_1 y L_2 , esta corriente a su vez será aplicada sobre S_1 y S_2 . El aislamiento galvánico estará conformado por los elementos L_r (devanado primario) y L_s (devanado secundario). A la salida de L_s se tendrá una señal de voltaje sinusoidal de alta frecuencia que será rectificada por el rectificador constituido por los diodos ($D_3:D_6$). Finalmente, el capacitor C_c e inductor L_c , representan los componentes de enlace, los cuales almacenarán la energía que se enviará y filtrará por el inversor (VSI) y filtro LC conformado por L_f y C_f a la salida.

Debido a que el trabajo de tesis está centrado en estudiar la viabilidad del convertidor CD-CD resonante, de la Figura 21, el convertidor CD-CD se presenta en la Figura 22.

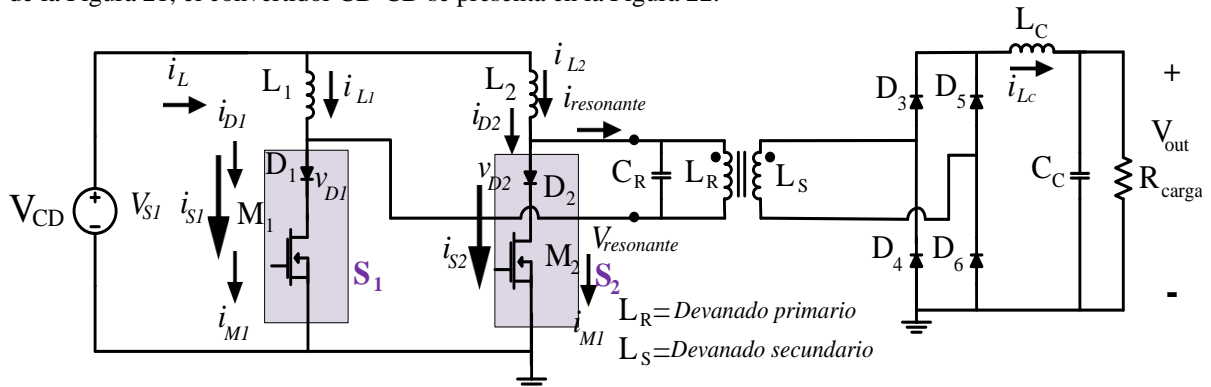


Figura 22 Convertidor CD-CD resonante alimentado en corriente

El convertidor de la Figura 22, consta de 4 etapas, la primera compuesta por 2 fuentes de corriente (L_1 y L_2) y una fuente de voltaje en CD (V_{CD}), la segunda por un tanque resonante paralelo compuesto por L_R y C_R con aislamiento galvánico, la tercera por un rectificador ($D_3:D_6$), cuyo voltaje recibido se define mediante el producto del voltaje entregado por el devanado secundario y la relación de transformación y la cuarta por los componentes de enlace L_c y C_c . Además, el voltaje entregado por el convertidor CD-CD se define como V_{out} . A continuación, se presenta el análisis matemático reportado en [67].

B. Análisis matemático del convertidor CD-CD resonante

Por simplicidad, se propone que el análisis matemático del circuito de la Figura 22, sea complementado por un circuito que agregue una resistencia equivalente (R_{equ}), la cual corresponde al valor resistivo de L_S , el rectificador ($D_3:D_6$), y los componentes de enlace L_c y C_c . Este circuito equivalente se muestra en la Figura 23(a) y a su vez su equivalente se muestra en la Figura 23(b) y se caracteriza por tener un tanque resonante paralelo conformado por C_R (capacitor del tanque resonante), L_R (inductor del tanque resonante) y R_{equ} (carga resistiva).

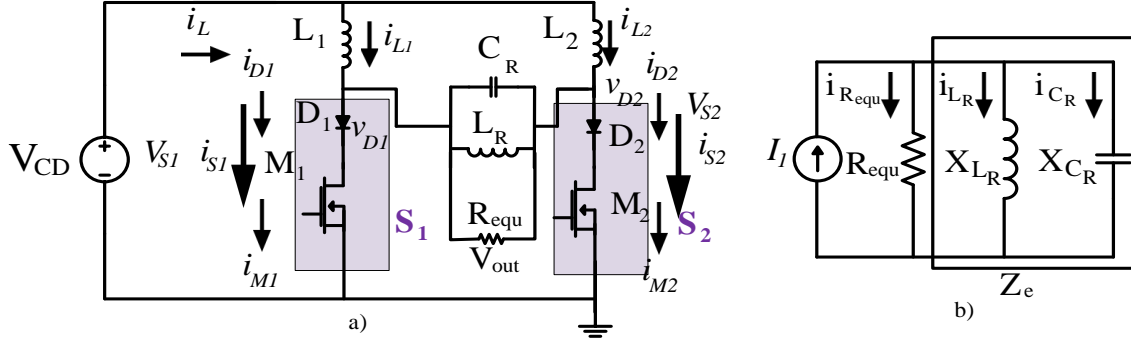


Figura 23 (a) Convertidor CD-CD resonante con dos fuentes de corriente, (b) Circuito equivalente

Para el circuito de la Figura 23(a), i_L es la corriente entregada por el panel fotovoltaico, cuya magnitud, se divide en la suma de las corrientes i_{L1} e i_{L2} . A su vez, i_{D1} , i_{D2} , i_{M1} e i_{M2} , corresponden a las corrientes en los diodos y MOSFETs de los interruptores. Además, i_{S1} , i_{S2} y v_{S1} , v_{S2} son los valores de corriente y voltaje en los interruptores completos. Finalmente, V_{out} es el voltaje de salida. Por otro lado, para la Figura 23(b), I_1 representa el valor fundamental de la corriente, X_{LR} y X_{CR} componen la impedancia equivalente (Z_e), e i_{Requ} , i_{LR} e i_{CR} representan los valores de corriente sobre R_{equ} , L_R y C_R .

Tomando en cuenta el circuito de la Figura 22, R_{carga} se puede relacionar con V_{out} y la potencia que será entregada a R_{carga} (P_{carga}) como se muestra en la Ecuación 2.

$$R_{carga} = \frac{V_{out}^2}{P_{carga}} \quad (2)$$

Del circuito de la Figura 23(b), la corriente fundamental I_1 se puede determinar a partir del valor pico de la forma de onda cuadrada fundamental como se muestra en la Ecuación 3.

$$I_1 = \frac{4 \cdot I_{CD}}{\pi} \quad (3)$$

Donde I_{CD} es el valor máximo de la corriente de la forma de onda cuadrada. Sin embargo, debido a que en el circuito de la Figura 23(a), i_L se divide en L_1 y L_2 como i_{L1} e i_{L2} respectivamente, I_{CD} puede obtenerse al dividir $i_L/2$. De esta forma, la Ecuación 3, se puede expresar como lo muestra la Ecuación 4.

$$I_1 = \frac{2 \cdot i_L}{\pi} = 0.63 \cdot i_L \quad (4)$$

De la Ecuación 4, i_L se puede definir, como la potencia de entrada P_{in} entre el voltaje otorgado por el panel (V_{CD}) como se muestra en la Ecuación 5.

$$i_L = \frac{P_{in}}{V_{CD}} \quad (5)$$

De igual forma, la P_{in} se puede definir como se muestra en la Ecuación 6.

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta_{inv}} \quad (6)$$

Donde P_{out} es la potencia de salida propuesta y η_{inv} es la eficiencia que tendrá el inversor de voltaje. Por otro lado, para una forma de onda sinusoidal la potencia promedio disipada en R_{equ} puede expresarse como lo muestra la Ecuación 7.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt = \frac{V_{out} \cdot I_{Requ}}{2} = \frac{V_R^2}{2 \cdot R_{equ}} \quad (7)$$

Donde I_{Requ} es el valor pico de la corriente en R_{equ} . Además, para una forma de onda sinusoidal, la potencia promedio transferida entre los elementos pasivos del convertidor CD-CD (P_T) se muestra en la Ecuación 8.

$$P_T = \frac{V_C \cdot I_C}{2} = \frac{V_C^2}{2 \cdot X_{C_R}} = \frac{V_C^2 \cdot \omega \cdot C_R}{2} \quad (8)$$

Donde, V_C e I_C son los valores pico de voltaje y corriente en C_R , X_{C_R} es el valor absoluto de la reactancia en C_R y $\omega = 2\pi f_{sw}$, donde f_{sw} es la frecuencia de conmutación del convertidor CD-CD. De igual forma, puesto que la topología es resonante, la frecuencia de resonancia, se puede definir como lo muestra la Ecuación 9.

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_R \cdot C_R}} = \omega \quad (9)$$

La potencia entregada a R_{equ} (P_{Requ}) dependerá de la eficiencia del rectificador (η_{rec}) y la P_{out} , esta relación se puede expresar como lo muestra la Ecuación 10.

$$P_{Requ} = \frac{P_{out}}{\eta_{rec}} \quad (10)$$

De igual forma, por definición, P_{Requ} se puede igualar como lo muestra la Ecuación 11.

$$P_{Requ} = V_{RMS} \cdot I_{RMS} = \frac{V_{RMS}^2}{R_{equ}} = I_{1RMS}^2 \cdot R_{equ} \quad (11)$$

Por otro lado, de la Ecuación 10 y tomando en cuenta el circuito de la Figura 22, la P_{out} puede obtenerse mediante el producto de la corriente promedio en L_c (i_{LcAVG}) y C_c (cuyo valor es cero) por el valor resistivo de R_{carga} , como se muestra en la Ecuación 12.

$$P_{out} = i_{LcAVG}^2 \cdot R_{carga} \quad (12)$$

Sustituyendo las Ecuaciones 11 y 12 en la Ecuación 10, se obtendría la Ecuación 13.

$$I_{1RMS}^2 \cdot R_{equ} = \frac{I_{LcAVG}^2 \cdot R_{carga}}{\eta_{rec}} \quad (13)$$

Conociendo que el valor eficaz se define como el valor pico/ $\sqrt{2}$ y reduciendo la Ecuación 13, es posible despejar el valor de R_{carga} como se muestra en la Ecuación 14.

$$R_{carga} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \eta_{rec} \cdot R_{equ} \quad (14)$$

Conocido el valor de R_{carga} , el siguiente análisis es determinar la relación de transformación en el aislamiento galvánico, el cual se puede obtener del arreglo echo por el tanque resonante paralelo, a partir del circuito equivalente de la Figura 24.

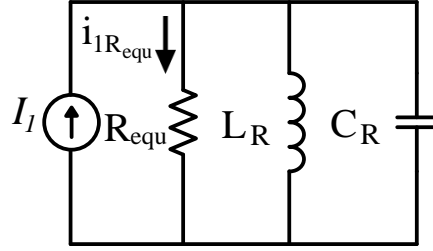


Figura 24 Circuito equivalente del tanque resonante

De la Figura 24, el tanque resonante paralelo es alimentado por una forma de onda cuadrada y cuando este resuena, su impedancia será infinita, comportándose como un cortocircuito que dejará pasar únicamente la componente fundamental i_{LRequ} . De esta forma, la potencia entregada por la fuente de entrada (P_{Panel}) y la P_{Requ} se pueden calcular como lo muestran las Ecuaciones 15 y 16.

$$P_{Panel} = V_{CD} \cdot i_L \quad (15)$$

$$P_{Requ} = I_{IRMS}^2 \cdot \frac{R_{equ}}{n^2} \quad (16)$$

Donde I_{IRMS}^2 es la corriente eficaz y n la relación de transformación del aislamiento galvánico. De igual forma, debido a que la eficiencia del tanque resonante (η_{res}) se puede calcular como P_{Requ} entre P_{Panel} . La eficiencia del tanque resonante se determina como lo muestra la Ecuación 17.

$$\eta_{res} = \frac{P_{Requ}}{P_{Panel}} = \frac{2 \cdot P_{Panel} \cdot R_{equ}}{V_{CD}^2 \cdot \pi^2 \cdot n^2} \quad (17)$$

Al despejar n se obtiene la Ecuación 18.

$$n = \frac{1}{V_{CD} \cdot \pi^2} \sqrt{\frac{2 \cdot P_{Panel} \cdot R_{equ}}{\eta_{res}}} \quad (18)$$

Una vez obtenida la relación de transformación, el voltaje que será aplicado en paralelo al rectificador (V_{rect}), se obtiene a partir del producto del voltaje entregado por el devanado secundario del transformador ($V_{secundario}$) y la relación de transformación (n) como se muestra en la Ecuación 19.

$$V_{rect} = V_{secundario} \cdot n \quad (19)$$

Del análisis previo, la Tabla 4, muestra las ecuaciones obtenidas de la topología.

TABLA 4. Resultados obtenidos del análisis matemático

Parámetro	Descripción	Ecuación
P_{Requ}	Potencia en R_{equ}	$\frac{P_{out}}{\eta_{rec}}$
R_{carga}	Resistencia de carga	$\frac{8}{\pi^2} \cdot \eta_{rec} \cdot R_{equ}$
i_L	Corriente de entrada	$\frac{P_m}{V_{CD}}$

I_1	Valor pico de la corriente fundamental aplicada al tanque resonante	$\frac{2 \cdot i_L}{\pi}$
V_{rect}	Voltaje a la entrada del rectificador	$V_{secundario} \cdot n$
L_1	Fuente de corriente	$\frac{V_{CD}^2}{0.2 \cdot P_{in} \cdot f_{sw}}$
C_R	Capacitor resonante	$\frac{Q}{\omega \cdot R_{equ}}$
L_R	Inductor resonante	$\frac{1}{\omega_r^2 \cdot C_R}$
n	Relación de transformación	$\frac{1}{V_{CD} \cdot \pi^2} \sqrt{\frac{2 \cdot P_{panel} \cdot R_{equ}}{\eta_{res}}}$

Una vez presentado el análisis del convertidor CD-CD, lo siguiente es analizar la topología de la Figura 22, agregando un puerto de CA. Este análisis se presenta a continuación.

C. Análisis del puerto de CA y control de los inversores

La topología completa consta del convertidor propuesto conectado con un puerto de CA, este puerto se compone de un inversor con cuatro interruptores distribuidos en dos ramas, la primera conformada por S_3 - S_4 y la segunda por S_5 - S_6 , un filtro LC conformado por los componentes L_f - C_f y la carga resistiva R . El inversor a grandes rasgos conmuta diagonalmente los interruptores, recuperando una onda cuadrada bipolar con amplitud V_{CD} , el esquema completo se muestra en la Figura 25.

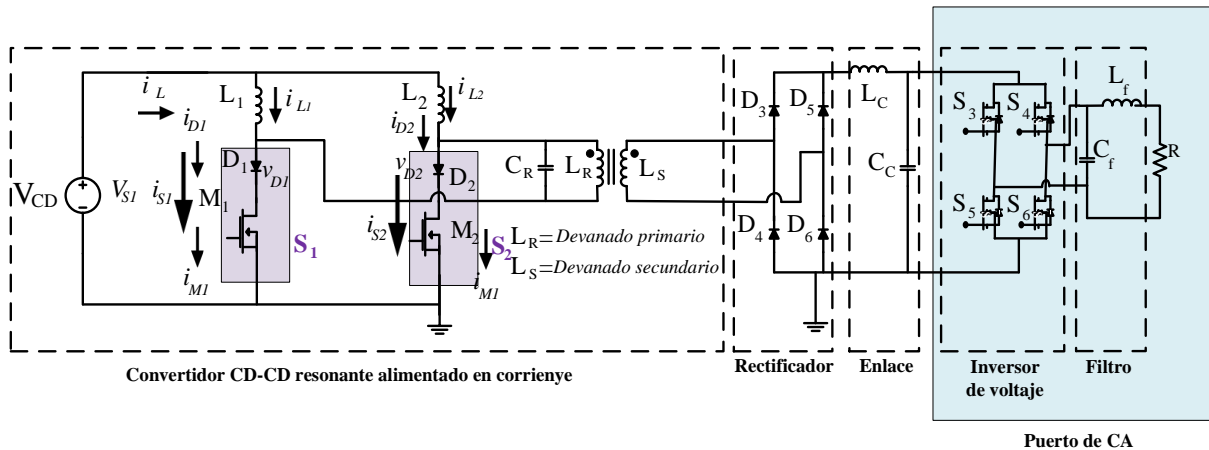


Figura 25 Esquema del convertidor propuesto conectado con un puerto de CA

La onda cuadrada alterna bipolar del inversor de la Figura 25, debe obtenerse a partir de una técnica de modulación. Por otro lado, para recuperar la onda alterna sinusoidal a 60 Hz, es necesario filtrar la señal a través del arreglo conformado por L_f y C_f . Por lo que la Ecuación 20, define el cálculo de f_c .

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (20)$$

Para definir el tipo de control que llevarán los inversores, se empleará una comparativa de dos señales; una señal de referencia cuya función es generar una forma de onda sinusoidal y una señal portadora. Una manera de formar la sinusoide son las modulaciones desarrolladas a partir de diferentes técnicas de modulación, tal es

el caso de la técnica de modulación por portadora sinusoidal, la cual compara dos señales diferentes, una sinusoidal y una señal triangular. Precisamente la frecuencia de la señal triangular es la que se conoce como la frecuencia de portadora.

Teniendo en cuenta lo anterior, las Tablas 5 y 6 muestran los parámetros de diseño para el cálculo de los componentes del puerto de CA.

TABLA 5. Especificaciones para el puerto de CA

Símbolo	Descripción	Valor
Δ_{VCD}	Rizo de voltaje	7.5 V
f_{red}	Frecuencia de la red eléctrica	60 Hz
$f_{P_{CA}}$	Frecuencia de la portadora	15 kHz
$f_{C_{CA}}$	Frecuencia de corte	1400 Hz

TABLA 6. Valores de diseño para el filtro en el puerto de CA

Símbolo	Fórmula	Resultado
L_f	$\frac{1}{C_f (2\pi \cdot f_{C_{CA}})^2}$	12.92 mH

Debido a que la modulación por portadora sinusoidal compara dos señales, el tren de pulsos que se obtenga mostrará un pulso positivo, el cual se generará cuando la magnitud de la señal portadora sea menor que la magnitud de la señal moduladora, este tren de pulsos se muestra en la Figura 26.

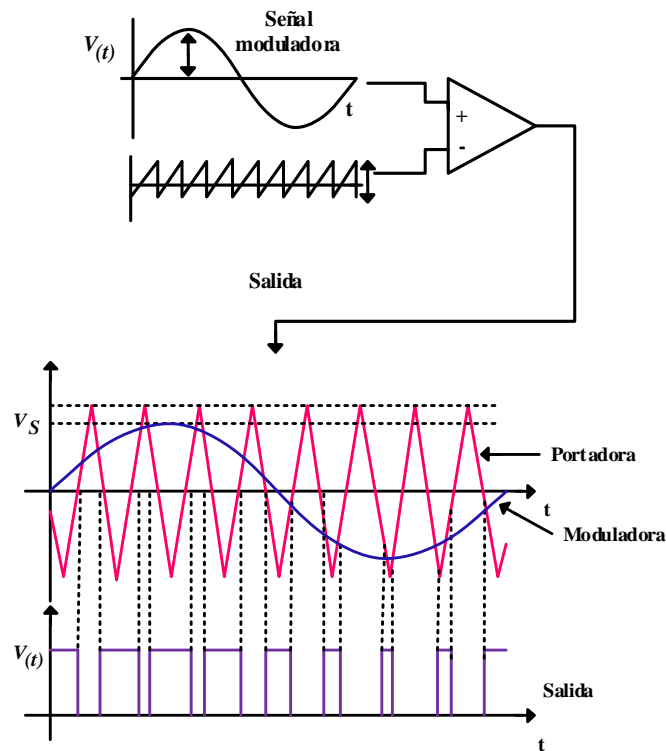


Figura 26 Técnica SPWM empleada en la topología

Así mismo, existe una relación entre el valor pico de la señal moduladora (V_s) y el valor pico de la señal portadora (V_T) llamado índice de modulación, el cual está definido por la Ecuación 21.

$$m = \frac{V_s}{V_T} \quad (21)$$

De la Ecuación 21, se sabe que la magnitud del índice de modulación debe estar limitada entre cero y uno con la finalidad de evitar una sobre modulación. Además, para la componente fundamental del voltaje a la salida del inversor (V_{fund}), se puede aplicar la Ecuación 22.

$$V_{fund} = m \cdot V_{CD} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (22)$$

Adicionalmente se conoce que existe un desplazamiento del contenido armónico en el voltaje de salida del inversor en frecuencias altas, para ello, es posible adicionar un filtro pasa bajas. La Figura 27 resume los puntos anteriormente mencionados.

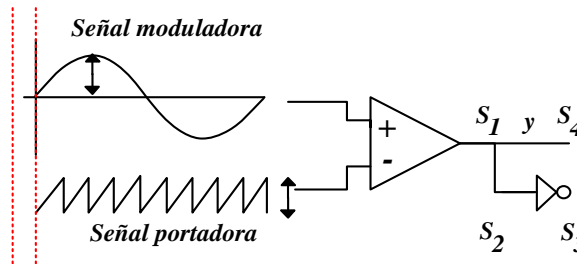


Figura 27 Estrategia SPWM empleada en el inversor fuente de voltaje utilizado

A continuación, se presentan los parámetros de diseño propuestos a utilizar en el trabajo de investigación.

D. Parámetros de potencia considerados para la evaluación de la topología propuesta

La Tabla 7, muestra los parámetros de diseño propuestos para el trabajo de tesis.

TABLA 7. Parámetros de diseño

Parámetro	Descripción	Valor
P_{out}	Potencia de salida	200 W
V_{CD}	Voltaje de entrada	30.3 V
Q	Factor de calidad	5
f_{sw}	Frecuencia de conmutación	200 kHz
V_{out}	Voltaje de salida	210 V
η_{inv}	Eficiencia del inversor	0.98
η_{res}	Eficiencia resonante	0.96

Finalmente, la Tabla 8 muestra la metodología de diseño de la topología propuesta.

TABLA 8. Metodología de diseño

Parámetro	Símbolo	Ecuación	Valor
Potencia de entrada	P_{in}	$\frac{P_{out}}{\eta_{inv}}$	204.08 W
Resistencia de carga	R_{carga}	$\frac{V_{out}^2}{P_{out}}$	220.5 Ω
Corriente de entrada	i_L	$\frac{P_{in}}{V_{CD}}$	6.6 A

Fuentes de corriente	$L_{1,2}$	$\frac{V_{CD}^2}{0.2 \cdot P_{in} \cdot f_{sw}}$	114.76 μ H
Capacitor resonante	C_R	$\frac{Q}{\omega \cdot R_{equ}}$	186.7 nF
Inductancia de enlace	L_C	$\frac{V_{AB}}{4 \cdot F_{sw} \cdot 0.199}$	3 mH
Capacitancia de enlace	C_C	$\frac{(1-D) \cdot V_r}{8 \cdot L_b \cdot F_{sw}^2 \cdot \Delta_{vt}}$	5 μ F

De los resultados anteriores, un primer análisis utilizando PSPICE se presenta en el capítulo 3.

Capítulo 3

III. DISEÑO Y SIMULACIÓN

3.0 Consideraciones previas

A. Tipo de interruptores

Debido a la aplicación y al control en corriente del convertidor CD-CD, es necesario tener interruptores unidireccionales. Para implementar interruptores unidireccionales existen dos diferentes formas; la primera usando un diodo en serie con un MOSFET y la segunda usando un IGBT. La Tabla 9 muestra algunas características de cada una de estas opciones.

TABLA 9. Características de las opciones para tener interruptores unidireccionales

IGBT	Diodo en serie con un MOSFET
Son unidireccionales por naturaleza	Presentan un aumento de componentes
Conmutan a una frecuencia de conmutación menor	Pueden tener mayores pérdidas de potencia
No se recomiendan para topologías con elementos pasivos voluminosos	Operan a altas frecuencias de conmutación

Como se observa en la Tabla 9, la principal desventaja de los IGBTs es que no pueden operar en rangos de frecuencia superiores a 100 kHz. Por otro lado, el arreglo echo por un MOSFET en serie con un diodo, resuelve parcialmente el problema de la velocidad de conmutación, pero aumenta sustancialmente las capacitancias parásitas del arreglo, pues considera la capacitancia de salida del MOSFET (C_{oss}) y la capacitancia parásita del diodo (C_s). La distribución de las capacitancias en cada una de las opciones se muestra en la Figura 28.



Figura 28 Distribución de las capacitancias parásitas: (a) capacitancia parásita del IGBT C_{CE} , capacitancia parásita a la salida del MOSFET C_{oss} y capacitancia parásita del diodo C_s

Debido a que los interruptores S_1 y S_2 del convertidor de la Figura 23 están conectados al tanque resonante L_R , C_R y R_{equ} , para determinar el efecto que el aumento de las capacitancias tendría, la Figura 29, muestra su distribución al aplicar cada arreglo de la Figura 28, en conjunto con el capacitor del tanque resonante C_R .

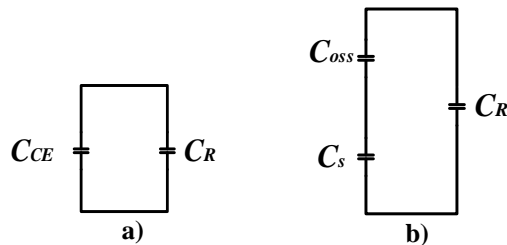


Figura 29 Capacitancias considerando C_R : (a) Capacitancia del IGBT C_{CE} y capacitancia paralela C_R , (b) capacitancia parásita de salida del MOSFET C_{oss} , capacitancia parásita del diodo C_s y C_R

La Figura 29(a) muestra que el usar IGBTs para S_1 y S_2 representa tener una disminución en las capacitancias parásitas de los interruptores, pero una limitación importante en la frecuencia de conmutación. Por otro lado, debido a que en la Figura 29(b) los interruptores S_1 y S_2 estarán conformados por D_1 más M_1 y D_2 más M_2 respectivamente, el valor del voltaje sobre S_1 y S_2 será diferente y el voltaje total será la suma del voltaje en cada componente (por ejemplo, D_1 y M_1 para S_1), pero la corriente sobre S_1 y S_2 , deberá ser la misma.

Debido a que una de las principales ventajas de usar una topología resonante es el incremento en la frecuencia de conmutación, una opción viable con el objetivo de aprovechar esta característica es el arreglo presentado en la Figura 29(b). Por tal motivo para el trabajo de tesis, S_1 y S_2 se componen de un arreglo serie conformado por un MOSFET y un diodo, es decir S_1 estará compuesto por un arreglo echo por M_1 en serie con D_1 y para S_2 por un arreglo compuesto por M_2 en serie con D_2 .

B. Generación del traslape en la etapa de control

Debido a que el convertidor CD-CD resonante trabaja con dos fuentes de corriente y a que se tienen dos interruptores, una de las consideraciones a tomar en cuenta es determinar si la topología funcionara mejor con o sin utilizar un traslape entre S_1 y S_2 .

De manera analítica retomando la Figura 23, es importante tener un control traslapado, debido a que, si no se cumpliera con esta condición y S_1 estuviera ON y S_2 OFF, L_1 se estaría cargando con una corriente i_{L1} y la corriente i_{L2} circularía directamente por el tanque resonante. Si se tuviera la condición dual i_{L1} circularía por el tanque resonante y la corriente i_{L2} fluiría por L_2 . Según sea el caso, i_{L1} deberá tener un rizo constante al igual que i_{L2} , de esta forma, si en el control existiera un momento en el que las señales de los interruptores no estuvieran traslapadas, i_{L1} e i_{L2} no tendrían por donde circular, lo que provocaría un incremento en el voltaje de los interruptores.

Si los anteriores puntos se analizan con traslape, S_1 y S_2 estarían encendidos en todo momento, en este sentido a partir de la anterior analogía i_{L1} e i_{L2} circularían normalmente por cada fuente de corriente (L_1 y L_2), evitando las cancelaciones entre sí y teniendo un camino de libre circulación. De lo anterior, algunos convertidores presentan comportamientos diferentes derivados del traslape, es decir mientras más traslape se tenga, pueden presentar mayor eficiencia, por otro lado, al reducir el traslape, el valor fundamental se hace más pequeño y se entrega menos potencia a la carga.

La Figura 30, muestra las señales de disparo que se tendría sobre M_1 y M_2 (para S_1 y S_2 respectivamente) con y sin traslape. Es importante determinar que el traslape utilizado en implementación deberá ser mínimo para garantizar la transición de encendido y apagado de M_1 y M_2 , con el objetivo de evitar que L_1 y L_2 queden en circuito abierto.

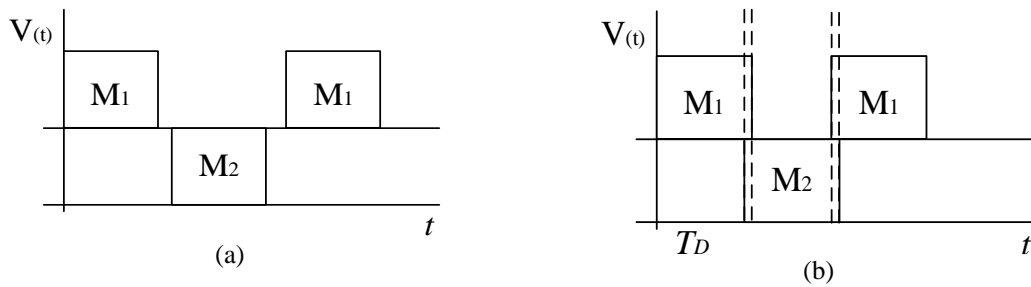


Figura 30 Señales de disparo; a) sin traslape sobre M_1 y M_2 , b) con traslape sobre M_1 y M_2

De las señales mostradas en la Figura 30, es necesario determinar el tiempo de retardo (T_D) que un disparo tendrá con respecto al otro para definir el tamaño del traslape. Para ello, la Figura 30b, toma la forma que muestra la Figura 31.

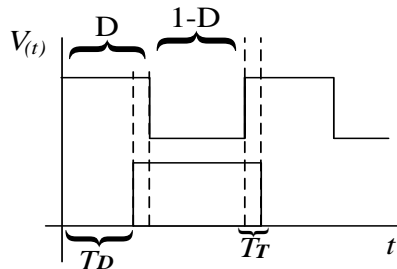


Figura 31 Señal traslapada en los disparos en M_1 y M_2

Donde; D es el ciclo de trabajo y T_T el tiempo del traslape activado cuando M_1 y M_2 se encienden. De la Figura 31, T_T se puede definir por la Ecuación 23.

$$T_T = D - (1 - D) \quad (23)$$

Así mismo, de acuerdo a la Figura 31, T_D se define en la Ecuación 24.

$$T_D = D - T_T \quad (24)$$

Al sustituir la Ecuación 23 en la 24 y considerando $D=0.5$, se obtiene la Ecuación 25:

$$T_D = \frac{2D - 2D + 1}{2} \quad (25)$$

Finalmente reduciendo la Ecuación 25 se tendría el tiempo de retardo necesario expresado en la Ecuación 26:

$$T_D = \frac{1}{2} \quad (26)$$

Del simple análisis desarrollado en las ecuaciones presentadas, se ha llegado a una solución que indica el tiempo de retardo aproximado a implementar sobre la topología. De esta forma a continuación, se presentan los resultados de simulación del convertidor CD-CD utilizando una carga resistiva.

3.1 Resultados del convertidor CD-CD con carga resistiva

A continuación, se presenta un primer análisis con el objetivo de observar parte del funcionamiento que la topología presenta retomando las Tablas 7 y 8.

La Figura 32 muestra el diagrama eléctrico simulado en PSPICE.

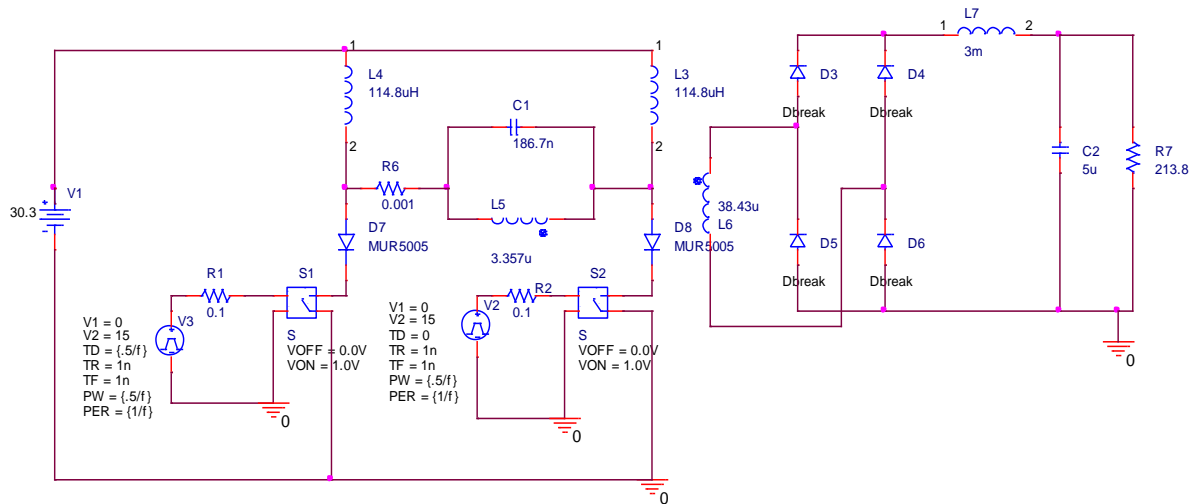


Figura 32 Convertidor CD-CD resonante simulado en PSPICE

La Figura 33, muestra las primeras señales obtenidas.

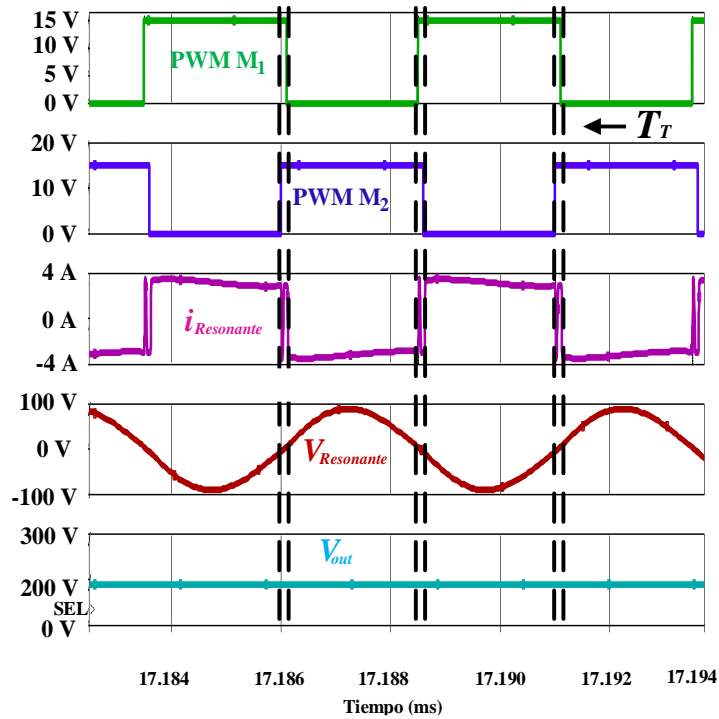


Figura 33 Señales obtenidas en simulación donde, PWM M₁ y M₂ representan los disparos obtenidos, $V_{Resonante}$ e $i_{Resonante}$ son el voltaje y la corriente a la entrada del tanque resonante, T_T es el traslape y V_{out} el voltaje de salida

La Figura 33, muestra algunas de las señales más importantes del convertidor CD-CD resonante. En primer lugar, la etapa PWM conformada por PWM M₁ y PWM M₂ se observa traslapada, lo cual resulta importante debido al breve análisis realizado en la Ecuación 26, también $i_{Resonante}$ y $V_{Resonante}$ están en fase, por lo que la condición de resonancia sobre el convertidor se cumple. De igual forma para determinar la eficiencia del convertidor, la Figura 34 muestra la potencia de entrada.

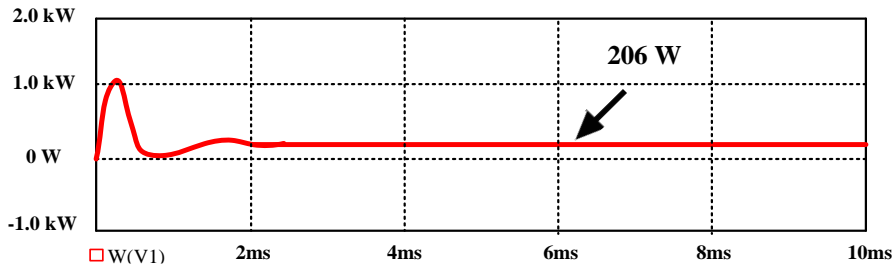


Figura 34 Potencia de entrada del convertidor CD-CD obtenida en simulación

La Figura 34 muestra la potencia de entrada con magnitud de 206 W. Para obtener la eficiencia del convertidor, la Figura 35, muestra el valor de la potencia de salida.

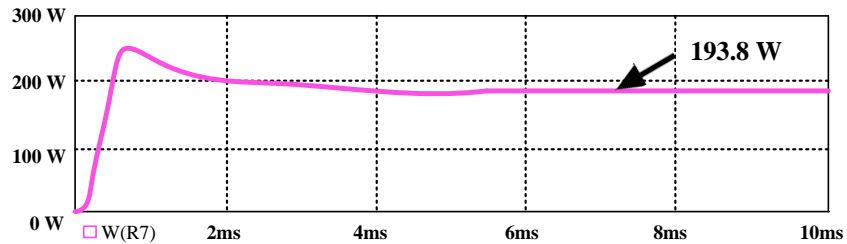


Figura 35 Potencia de salida del convertidor CD-CD obtenida en simulación

La potencia de salida medida en simulación es de aproximadamente 193.8 W, el resultado muestra que en comparación con la potencia de entrada se obtiene una eficiencia de 93.9% y pérdidas de potencia de 12.2 W. Estas pérdidas se muestran en la Figura 36.

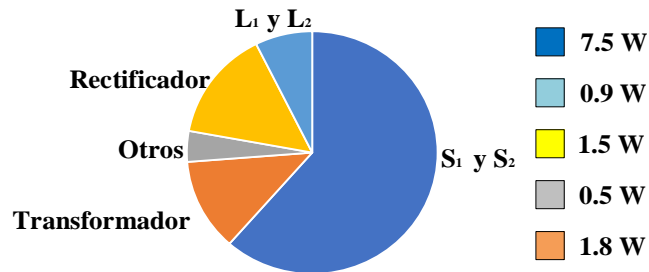


Figura 36 Distribución de pérdidas de potencia medida en simulación

La figura 36 muestra que los componentes que más pérdidas presentan son S_1 y S_2 esto se debe a que los modelos utilizados en simulación, tienen una resistencia de encendido ($R_{DS(ON)}$) definida de 1Ω , lo que puede propiciar un incremento en las pérdidas. Por otro lado, el diseño y elección de dispositivos para el rectificador, las fuentes de corriente y el transformador, también representan etapas importantes a considerar previos a la implementación, finalmente la categoría “otros” incluye pérdidas relacionadas con la etapa de control y restantes componentes pasivos del convertidor.

Los anteriores resultados validan de manera inicial la metodología de diseño utilizada solo para el convertidor CD-CD, por lo que es importante determinar las características que el convertidor CD-CD resonante tendría, agregando un puerto de CA. Estos resultados de simulación, se presentan a continuación.

3.2 Resultados del convertidor con un puerto de CA

La topología completa del convertidor CD-CD y el puerto de CA (azul) se muestra en la Figura 37.

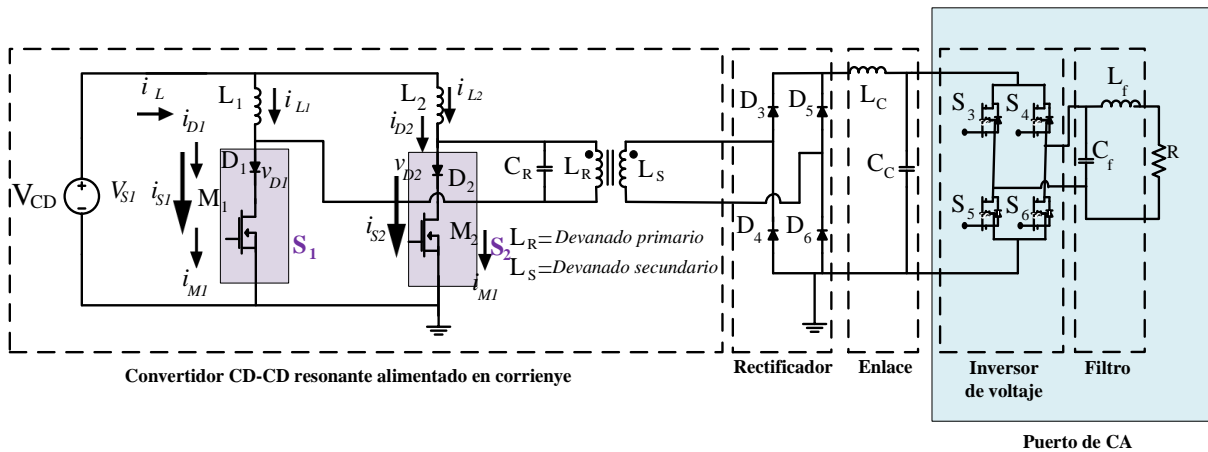


Figura 37 Convertidor CD-CD resonante alimentado en corriente conectado a un puerto de CA

La Figura 37, agrega el inversor de voltaje con el que el convertidor será conectado al puerto de CA, este inversor puente completo se compone de cuatro interruptores los cuales conmutan diagonalmente y se distribuyen en dos ramas, la primera formada por S_3 y S_4 y la segunda por S_5 y S_6 , a la salida del inversor se encuentra un filtro pasa bajas conformado por L_f y C_f para finalmente tener la carga R (red).

De esta forma, las Tablas 10 y 11 muestran los parámetros de diseño utilizados para el puerto de CA.

TABLA 10. Especificaciones de diseño utilizadas en el puerto de CA

Símbolo	Valor
Δ_{VCD}	7.5 V
f	60 Hz

f_{in}	60 Hz
$f_{p_{CA}}$	15 kHz
$f_{c_{CA}}$	1400 Hz

TABLA 11. Valores para el diseño del puerto de CA

Símbolo	Fórmula	Resultado
R	$R = \frac{P_o}{I_o^2}$	73 Ω
L_f	$L_f = \frac{1}{C_f(2\pi f_{c_{CA}})^2}$	12.92 mH

Una vez presentados los parámetros y metodología de diseño del puerto de CA, a continuación, se presentan los resultados de simulación obtenidos en PSPICE. Para ello, la Figura 38, muestra la potencia de entrada cuando el convertidor CD-CD está conectado con el puerto de CA.

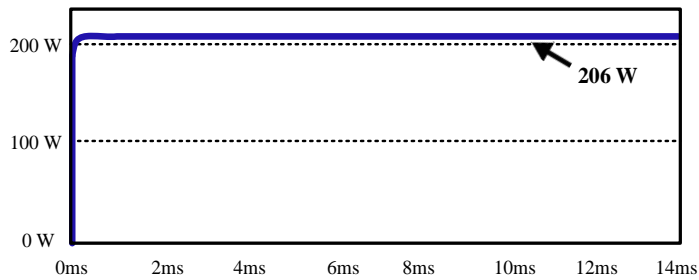


Figura 38 Potencia a la entrada obtenida en simulación

Por otro lado, la Figura 39, muestra la potencia medida en simulación sobre la carga resistiva R.

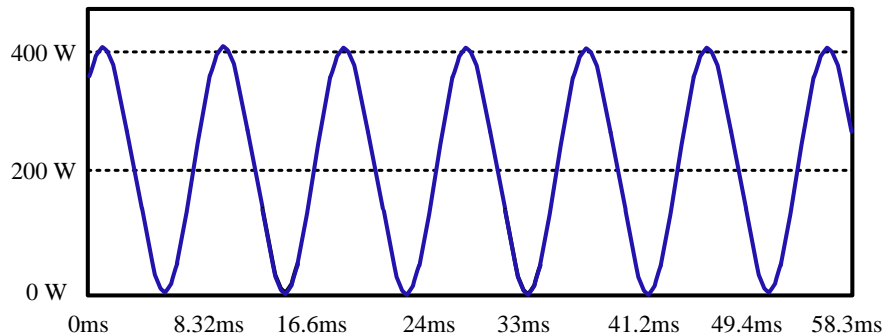


Figura 39 Potencia en la carga obtenida en simulación

La potencia de salida obtenida en la Figura 39, muestra una potencia de 400 W, la cual varía al doble de la frecuencia de la red eléctrica, requiriendo en algunos intervalos el doble de la potencia nominal. Las topologías convencionales, realizan el desacoplamiento de potencia en el enlace de CD, empleando usualmente un capacitor electrolítico, lo que representa uno de los factores que limitan la vida útil de la topología completa. Con el objetivo de reducir la cantidad de energía que se almacena en el bus de CD, en el estado del arte se presentó el trabajo de Philip Krein [34], el cual proponía un tercer puerto para el desacoplamiento de energía. Sin embargo, debido a que el trabajo presentado por Krein no representa una aportación para el trabajo de tesis, su estudio solo será evaluado en simulación. Estos resultados se presentan a continuación.

3.3 Uso de un tercer puerto

Con el objetivo de conectar el convertidor CD-CD resonante alimentado en corriente, el puerto de CA y el puerto de rizo presentado en [34], la Tabla 12 muestra las especificaciones de diseño del puerto de rizo [47].

TABLA 12. Especificaciones de diseño para el puerto de rizo

Símbolo	Valor	Especificación
Φ	48°	Angulo de desfase
f_{prip}	15000	Frecuencia de la portadora del inversor del 3 puerto
f_{pCA}	15000	Frecuencia de la portadora del inversor del 3 puerto de CA

El puerto de rizo consta básicamente de un inversor con 4 interruptores ($S_7:S_{10}$), un inductor (L_o) y un capacitor (C_o) como se muestra en la Figura 40. A grandes rasgos el puerto de CD produce un valor nominal de potencia que para fines prácticos coincide con el valor promedio de la potencia que es demandada por la carga. Sin embargo, el puerto de CA varía con respecto al tiempo, presentando un déficit de energía en estos lapsos, mismos que el puerto de rizo se encarga de almacenar.

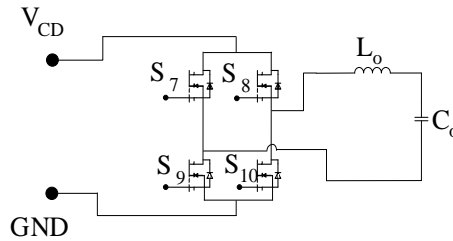


Figura 40 Puerto de rizo propuesto por Philip Krein

El almacenamiento de esta energía, depende en gran medida del control del inversor, obteniendo según Philip Krein un ángulo de desfase $\Phi = \pi/4$, el cual permita al puerto de rizo almacenar solo la suficiente energía, evitando el rizo de potencia en el enlace de CD. La topología completa incluyendo el convertidor CD-CD, el puerto de CA y el puerto de rizo (azul) se muestra en la Figura 41.

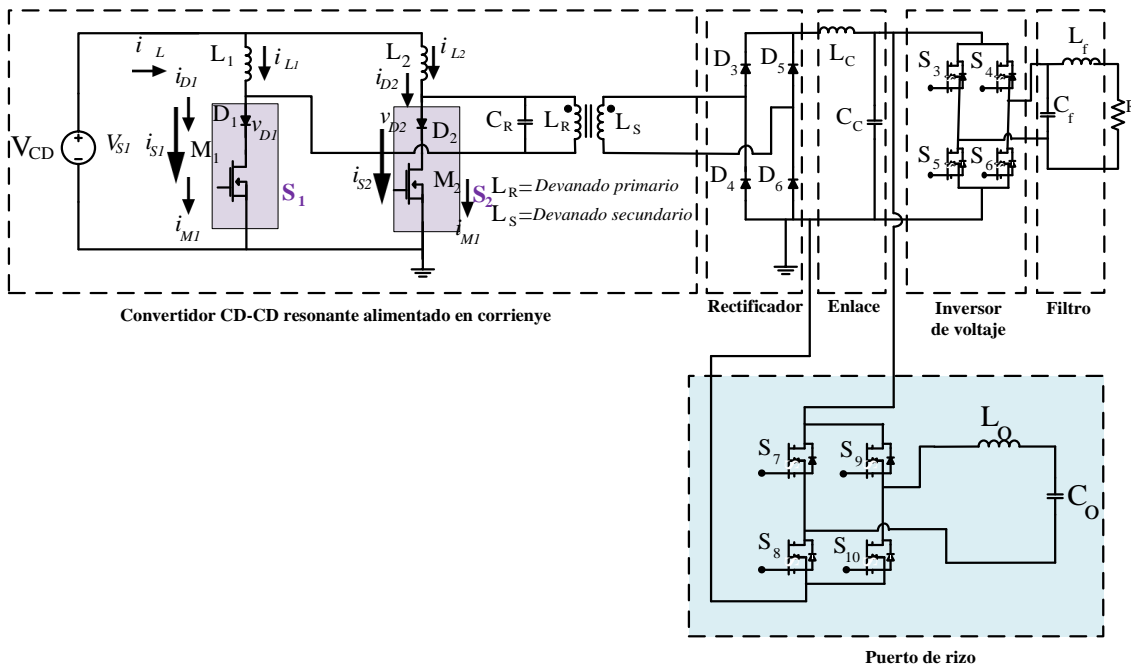
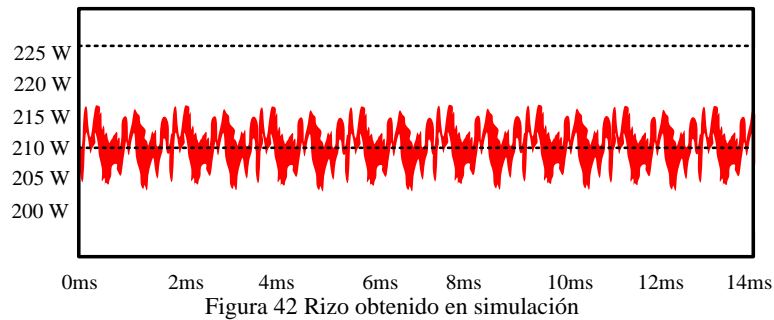
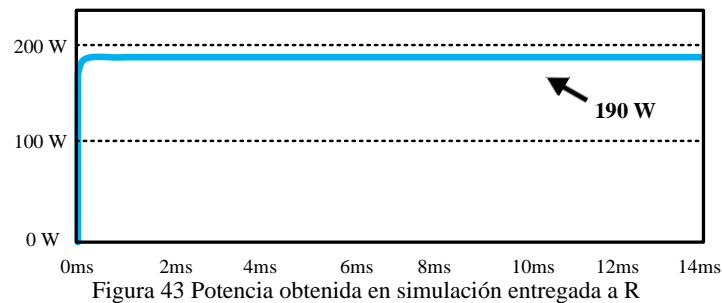


Figura 41 Estructura completa incluyendo un puerto de rizo

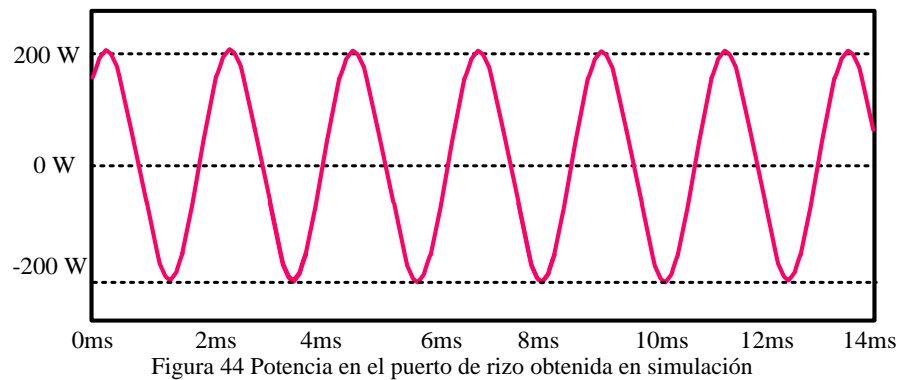
La topología de la Figura 41, a diferencia de la presentada en la Figura 37, muestra un capacitor C_2 en lugar de C_C , el cual representa el mismo capacitor de enlace, pero con un cálculo diferente debido al uso del puerto de rizo, este cálculo se muestra en [34]. De este modo, la Figura 42 muestra el rizo de potencia medido en simulación.



Y la Figura 43 muestra la potencia entregada a R de la topología en la Figura 41.



De acuerdo con los resultados de simulación, la eficiencia de la topología en la Figura 41 es de aproximadamente 92%. Una vez obtenida la eficiencia, es importante observar el comportamiento que el puerto de rizo presenta. La Figura 43, muestra la potencia en el puerto de rizo, en donde se observa una oscilación de -200 a 200 W aproximadamente.



Finalmente, el ángulo Φ cuyo valor propuesto es de 48° (Tabla 12), representa una parte importante al utilizar un puerto de rizo, pues según el autor, es el encargado de demostrar la cancelación del flujo de energía del doble de la frecuencia de red en el puerto de CA. Este ángulo Φ se muestra en la Figura 45 y se obtiene al comparar el voltaje en el capacitor del puerto de rizo (C_o) y el voltaje en el puerto de CA.

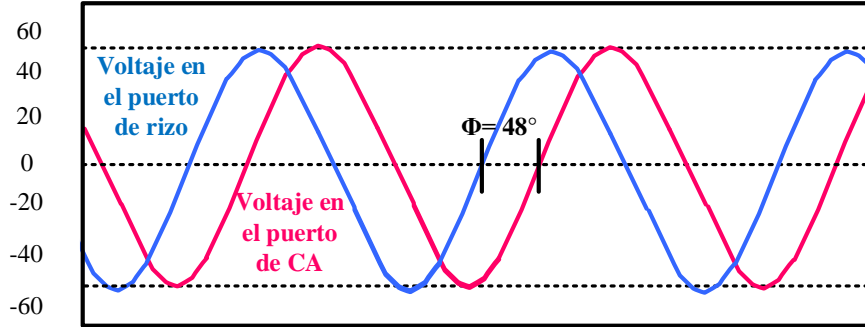


Figura 45 Desfase obtenido en simulación entre el voltaje medido en el puerto de rizo y el puerto de CA

A partir de los resultados de simulación obtenidos, se observa que el índice de modulación del puerto de rizo define el voltaje pico en el capacitor C_o y como consecuencia la cantidad de energía que éste almacenará, por lo que un índice diferente provocaría que C_o almacene más energía.

Una vez obtenidos algunos de los resultados que validan la metodología de diseño agregando un puerto de rizo, en la siguiente sección se incluye una sencilla comparativa de almacenamiento de energía entre un esquema convencional y uno utilizando un puerto de rizo.

3.3.1 Comparativa de almacenamiento de energía en el enlace

Para la comparativa es importante retomar la Ecuación de la potencia en el lado de CA ($P_{ca}(t)$), la cual se muestra en la Ecuación 27.

$$P_{ca}(t) = P_o + P_o \cos[2(\omega t + \theta)] \quad (27)$$

La potencia de entrada que es extraída del panel (P_o), debe ser controlada para ser lo más constante posible. De este modo, en la Ecuación 28, la potencia en el puerto de rizo ($P_{rip(t)}$) deberá ser capaz de procesar la diferencia de potencia entre la entrada y la salida. La $P_{rip(t)}$ se define como la potencia total en C_o y L_o .

$$P_{rip}(t) = P_{L_o}(t) + P_{C_o}(t) = v_{L_o}(t) \cdot i_{L_o}(t) + v_{C_o}(t) \cdot i_{C_o}(t) \quad (28)$$

Otro aspecto importante es la gestión de energía que la topología tiene con y sin el uso de un puerto de rizo. Para ello, la Ecuación 29, define que la energía total almacenada, es igual a la energía en el bus de CD (E_{CD}), para lo cual, bajo un esquema sin puerto de rizo, E_{CD} se define en la Ecuación 30.

$$E_T = E_{CD} \quad (29)$$

$$E_{CD} = \frac{1}{2} \cdot C_C \cdot V_{CD2}^2 \quad (30)$$

Donde V_{CD2} es el voltaje en el bus de CD y C_C el capacitor de desacoplamiento de energía. De manera distinta, la energía total que se almacena utilizando un puerto de rizo, a diferencia de la Ecuación 30, se define como la energía en el bus de CD (E_{CD2}) cuya diferencia con E_{CD} es el cálculo de C_2 (el cual se evalúa en [34]) y la energía en el puerto de rizo (E_{puerto}) como se muestra en la Ecuación 31.

$$E_T = E_{CD2} + E_{puerto} \quad (31)$$

De la Ecuación 31, E_{CD2} es definida en la Ecuación 32 y C_2 en la Ecuación 33.

$$E_{CD2} = \frac{1}{2} \cdot C_2 \cdot V_{CD2}^2 \quad (32)$$

$$C_2 = \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot V_{CD3}^2} \quad (33)$$

Donde V_{CD3} es el voltaje pico en C_2 . Finalmente de [34], el cálculo de E_{puerto} se define en la Ecuación 34.

$$E_{puerto} = \left(-\sqrt{\frac{V_{Co}^2 - 8 \cdot P_o \cdot \omega \cdot L_o}{4 \cdot \omega^4 \cdot L_o^2 \cdot V_{Co}^2}} + \frac{1}{2 \cdot \omega^2 \cdot L_o} \right) \left(\frac{1}{2} \cdot V_{CD2}^2 \right) \quad (34)$$

Donde V_{Co} es el valor pico del voltaje almacenado en el capacitor del puerto de rizo.

De las anteriores ecuaciones y de los resultados obtenidos en la metodología de diseño presentada en el capítulo dos, la energía almacenada para una aplicación de 200 W sin utilizar un puerto de rizo se muestra en la Ecuación 35.

$$E_{CD} = \frac{1}{2} \cdot C_c \cdot V_{CD2}^2 = 6.063J \quad (35)$$

En comparación con la Ecuación 35, la Ecuación 36 muestra la energía total utilizando un puerto de rizo.

$$E_T = \left(\frac{1}{2} \cdot C_2 \cdot V_{CD3}^2 \right) + \left(-\sqrt{\frac{V_{Co}^2 - 8 \cdot P_o \cdot \omega \cdot L_o}{4 \cdot \omega^2 \cdot L_o^2 \cdot V_{Co}^2}} + \frac{1}{2 \cdot \omega^2 \cdot L_o} \right) \left(\frac{1}{2} \cdot C \cdot V_{CD2}^2 \right) = 0.26J + 0.76J = 1.027J \quad (36)$$

Finalmente, en [34] también se aborda una ecuación que muestra la energía mínima (E_{min}) que el componente de enlace tendría que almacenar, independientemente de utilizar o no un puerto de rizo. Esta ecuación se presenta en la Ecuación 37 y muestra que la energía a almacenar con los datos de diseño del trabajo de tesis, es aún inferior que la energía utilizando un puerto de rizo.

$$E_{min} = \frac{P_{out}}{2 \cdot \pi \cdot f_{red}} = 0.53J \quad (37)$$

De acuerdo con lo obtenido en las ecuaciones 34, 35 y 36, la energía almacenada utilizando un puerto de rizo puede ser disminuida hasta 7 veces en comparación con un sistema que no lo utiliza. Por otro lado, como lo muestra la Figura 46, el almacenamiento de energía puede optimizarse aún más en comparación con el puerto de rizo como lo muestra la Ecuación 37.

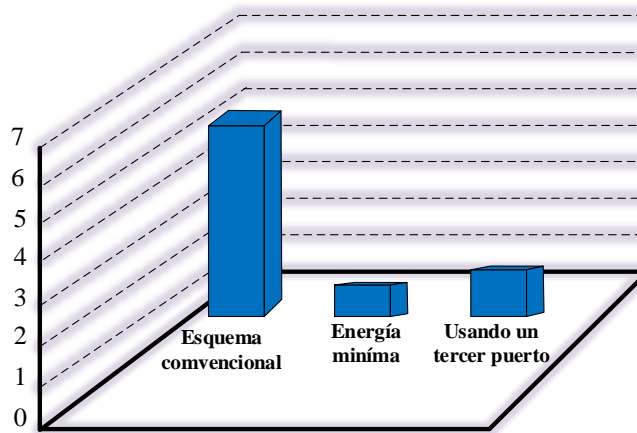


Figura 46 Comparativa de almacenamiento de energía bajo un esquema convencional y un puerto de rizo

Una vez presentados algunos de los resultados más importantes obtenidos en simulación, a continuación, se presentan los resultados experimentales obtenidos, teniendo en cuenta como parte central el convertidor CD-CD resonante alimentado en corriente.

Capítulo 4

IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

4.0 Consideraciones previas

Debido a que el trabajo de investigación está centrado en estudiar la **VIABILIDAD** de un convertidor CD-CD resonante alimentado en corriente, la Figura 47, muestra nuevamente la topología propuesta.

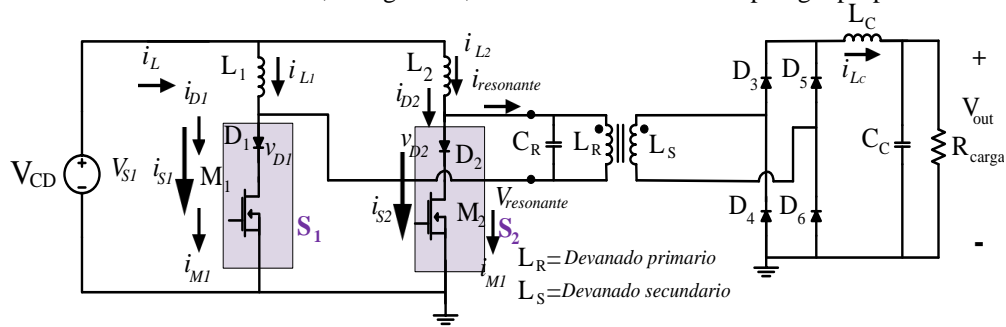


Figura 47 Convertidor CD-CD resonante alimentado en corriente

Si bien la topología de la Figura 47, no se apega a un punto de comparación con las topologías presentadas en estado del arte. Lo que el trabajo de tesis busca es presentar una topología que no haya sido aplicada a sistemas fotovoltaicos y proponga opciones para solucionar los marcados problemas que la mayoría de convertidores CD-CD presentan para esta aplicación. De este modo, las etapas a considerar para el desarrollo del prototipo experimental, se muestran en la Figura 48.

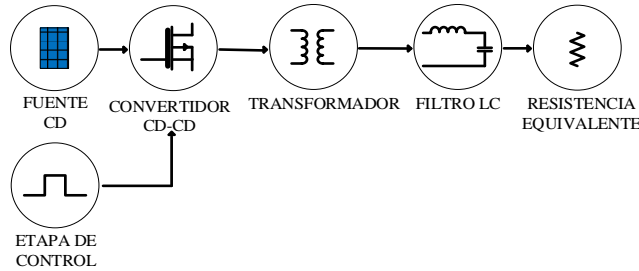


Figura 48 Etapas para el diseño experimental del convertidor CD-CD resonante

A continuación, se presentan algunas de las consideraciones importantes de las etapas en la Figura 48.

4.0.1 Modulación de ancho de pulso

Debido a que la topología propuesta tendrá que operar a una frecuencia de conmutación de 200kHz, es necesario determinar el tipo de circuito integrado a utilizar. Una de las primeras opciones es el controlador de modulación de ancho de pulso de alta velocidad UC3825A, cuyo esquema se muestra en la Figura 49 y se elige debido a que su funcionamiento está optimizado para trabajar a frecuencias de hasta 1 MHz.

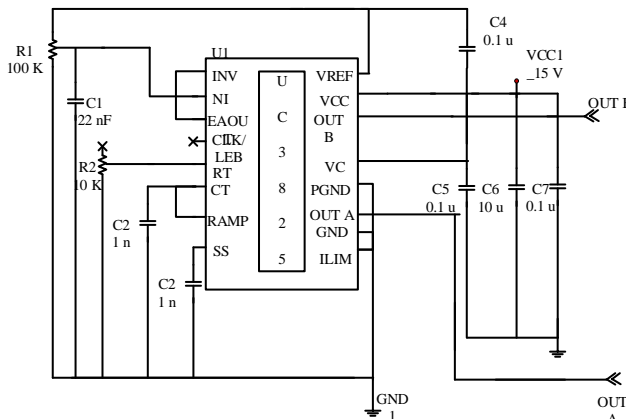


Figura 49 Diagrama esquemático de la configuración del controlador PWM UC3825A

4.0.2 Impulsor de compuerta y etapa de control

La topología consta de dos interruptores unidireccionales (S_1 y S_2) por lo que necesita un impulsor que sea robusto, eficiente, relativamente fácil de utilizar y que proporcione un controlador no inversor con un buen margen operativo. De lo anterior, un controlador impulsor que puede ser aplicado es el integrado MIC4452, el cual acepta cualquier entrada lógica sin la necesidad de utilizar capacitores externos, permitiendo que la entrada oscile negativamente con hasta 5 V sin dañarse, reemplazando tres o más elementos discretos, ayudando a reducir los requisitos de tamaño del PCB. Aunado a esto, el impulsor MIC4452 se seleccionó debido a que es un dispositivo de alta velocidad, capaz de proporcionar hasta 12 A pico de salida debido a su configuración *tótem- pole*, además, requiere de una corriente baja para su circuitería digital y es capaz de manejar grandes cargas capacitivas con una tasa de cambio elevada.

4.0.3 Diseño magnético

El diseño magnético para la elaboración de bobinas y transformadores es un punto importante a tomar en cuenta debido a que la frecuencia de conmutación utilizada en el trabajo de tesis es mayor a 200 kHz con el objetivo de reducir el tamaño de estos elementos. Por otro lado, el aumento de la frecuencia de conmutación conlleva aspectos a considerar en el diseño como el efecto piel, proximidad y la distribución del campo magnético, entre otros, lo que provoca que el diseño de los elementos magnéticos se vuelva más crítico. En este sentido, el cálculo para determinar el diseño de los elementos magnéticos, se lleva a cabo utilizando el método de la constante geométrica k_g , que presenta una técnica de diseño más completa que otras metodologías existentes [70-73]. La Tabla 13 muestra el resumen de las características de los componentes magnéticos a utilizar en implementación, cuyo análisis se presenta en el anexo A.

TABLA 13. Características para la elaboración de los elementos magnéticos

Inductor	Vueltas	Calibre	Carrete	Teórico	Material	Experimental	Resistencia parásita	Gap
L_1 y L_2	19	AWG 36	ETD-29	57.6 μ H	Ferrita	59 μ H	0.5 Ω	0.6 mm
L_c	104	AWG 36	ETD-39	3 mH	Ferrita	3.1 mH	1 Ω	0.55 mm

4.0.4 Elección de los dispositivos semiconductores de potencia

Para la elección de los dispositivos semiconductores se tomaron en cuenta componentes de silicio (Si), carburo de silicio (SiC), la velocidad de conmutación y las pérdidas de energía. Los dispositivos de SiC presentan mejores características de funcionamiento que los dispositivos de Si debido a su mayor campo de ruptura eléctrica (superior de entre 4-20 veces), mayor conductividad térmica (de entre 3-13 veces) y mayor velocidad de conmutación (de entre 2-2.25 veces) [74]. Lo anterior da como resultado componentes que presentan mayor voltaje de ruptura, mayor corriente, mayor temperatura de operación, mayor velocidad de conmutación, menores resistencias de encendido y menores pérdidas de conmutación.

Por otro lado, existen dispositivos de nueva generación de nitruro de galio (GaN) que se vuelven todavía mejores opciones que los de SiC, y que han reportado mayor eficiencia y densidad de potencia. Gracias a que cuentan con menores capacitancias parásitas de salida. Sin embargo, los dispositivos de GaN no son muy recomendables en aplicaciones de altas temperaturas debido a su reducido tamaño, y a que es más complicado generar técnicas de disipación de calor.

Debido a los anteriores puntos, para el trabajo de tesis se propone evaluar el desempeño del convertidor de la Figura 47, utilizando componentes de SiC, tanto para los MOSFETs como para los diodos. De esta forma la Tabla 14, muestra la comparativa de algunos modelos de MOSFETs a considerar.

TABLA 14. Comparativa de MOSFETs de SiC

Fabricante	Wolfspeed				ROHM			USCi			STMicroelectronics	
Voltaje (V)	900	1000	1200	1700	650	1200	1700	650	1200	1200	650	1200
Tecnología	SiC MOSFET				SiC MOSFET			SiC Cascode		SiC JFET	SiC MOSFET	
Package	TO24 7/	TO24 7/	TO24 7/	TO24 7/	TO24 7/	TO24 7	TO24 7/	TO24 7	TO24 7	TO24 7	TO24 7	TO247

	TO26 3	TO26 3	TO24 7	TO26 3	TO22 0		TO26 8					
Corriente (A)	11.5 - 36	22 - 35	10 - 90	5 - 72	29 - 118	10 - 95	6	20	20 - 35	21 - 38	100	12 - 65
Temperatura de operación máxima (°C)	150	150	150	150	175	175	175	150	150	175	200	200
C_{oss} (pF)	20 - 60	40 - 60	23 - 220	12 - 171	35 - 148	41 - 237	19	178	57	53000	305	30 - 170
R_{on} (mΩ)	65 - 280	65 - 120	25 - 280	45 - 1000	17 - 120	22 - 160	750	45	60 - 100	45 - 80	22	69 - 690

Una vez presentadas algunas características de diferentes MOSFETs de SiC, a continuación, se presenta una comparativa similar, pero desde el punto de vista de los diodos. Para la elección de un diodo, lo que se busca es tener un elemento que presente menores corrientes de recuperación inversa, es decir un componente con una carga de recuperación (Q_c) lo más reducida posible, pues según se reporta en la literatura, este parámetro presenta variaciones a partir de un cambio en la tasa de la corriente en los cruces por cero (dI_F/dt) (donde I_F representa la corriente de Forward) y mediante el efecto de la temperatura.

De estos puntos, la Tabla 15 muestra una comparativa de diferentes diodos de SiC a considerar.

TABLA 15. Comparativa de diodos de SiC

Fabricante	Wolfspeed				ROHM			CREE			STMicroelectronics	
Voltaje (V)	600	600	600	700	650	1200	650	600	600	600	1200	1200
Tecnología	SiC Schottky Diode				SiC Schottky Diode			SiC Schottky Diode			SiC Schottky Diode	
Package	TO-220-2	TO-220-2	TO-220-2	TO-220-2	TO-220-2	TO-220-2	TO-220-2	TO-220-2	TO-220-2	TO-220-2	TO-220AC	TO-220AC
Corriente (A)	14.5	9	6	8	20	5	6	14.5	9	6	5	5
Temperatura de operación máxima (°C)	135	135	135	135	128	150	138	135	135	135	175	175
Q_c (nF)	24	15	10	14	31	17	9	24	25	20	36	29

De las Tablas 14 y 15, los componentes propuestos a utilizar en el convertidor CD-CD resonante, se muestran en las Tablas 16 y 17.

TABLA 16. Características de los diodos seleccionados

Componente	Modelo	V_{RRM}	I_F	T_C
Diodos	C4D08120A	1200	12 A	135 °C

TABLA 17. Características de los MOSFETs seleccionados

Componente	Modelo	V_{DS}	I_D	R_{DS (on)}
Mosfets	C2M0160120D	1200 V	19 A	160 mΩ

4.0.5 Componentes que conforman el prototipo a implementar

La Tabla 18 resume cuáles han sido los dispositivos elegidos para la etapa experimental.

TABLA 18. Componentes para el prototipo experimental

Descripción	Tipo de Material	Valor
Rectificador y filtro		
Inductor (Lf)	Núcleo Laminado	3 mH
Capacitor (Cf)	Polipropileno	4.7 μF
Diodos (D)	C3D04060A	-
Tanque Resonante		
Capacitor (Cr)	Polipropileno	180 nF
Inductor (Lr)	3C90	5 μH

Interruptores		
MOSFET (S_1 y S_2)	C2M0160120D	-
Diodo (D_1 y D_2)	C4D08120A	-
Control		
Generador de pulsos Integrado	MIC4452 UC3825	-
Fuentes de corriente		
L1	3C95	114 μ H

A continuación, se muestran los resultados experimentales del convertidor CD-CD aislado y cuando el convertidor se conecta con un puerto de CA, cabe mencionar que el diseño experimental del puerto de CA, se toma de la tesis presentada en [47].

4.1 Resultados experimentales del convertidor CD-CD

4.1.1 Elaboración del prototipo

La Figura 50, muestra el convertidor CD-CD resonante utilizado para la etapa experimental.

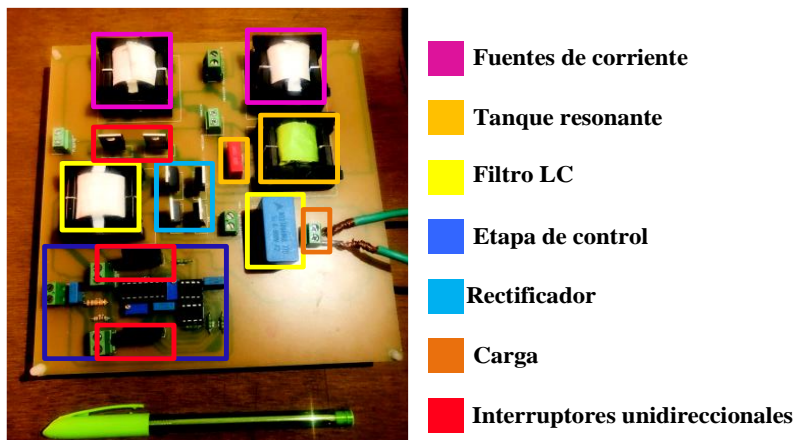


Figura 50 Convertidor CD-CD resonante alimentado en corriente

4.1.2 Resultados del convertidor CD-CD con carga resistiva

Los resultados que a continuación se presentan fueron obtenidos del prototipo experimental presentado en la Figura 50, utilizando como carga resistiva el reóstato OHMITE RRS250E, el cual opera en un valor óhmico y de potencia máximo de 250 Ω y 500 W respectivamente.

Uno de los criterios más importantes en el funcionamiento del convertidor CD-CD, es la etapa de control, misma que se muestra en la Figura 51 con las señales traslapadas en M_1 (V_{GSM1}) y M_2 (V_{GSM2}) para S_1 y S_2 respectivamente.

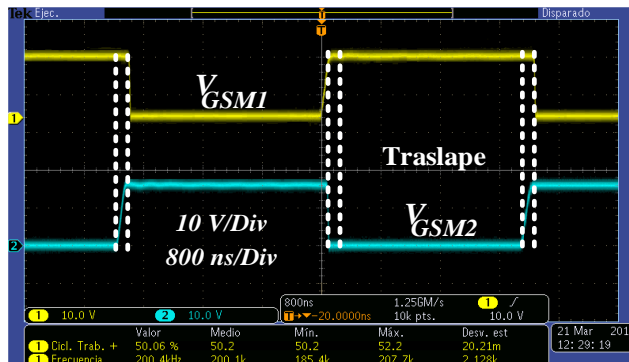


Figura 51 Señales traslapadas en M_1 y M_2 con un ciclo de trabajo de 0.5 y una frecuencia de conmutación de 200 kHz obtenidas en implementación

La Figura 51, muestra los disparos traslapados de M_1 y M_2 , por las características brindadas por los dispositivos de SiC, el ruido generado en la modulación PWM es mínimo, lo que garantiza que la interferencia electromagnética en la etapa de potencia sea despreciable.

Una vez verificada la etapa de control, otro punto importante para determinar el funcionamiento del convertidor CD-CD resonante, es verificar la condición de resonancia, la cual es verificada midiendo el voltaje (morado) y la corriente (verde) a la entrada del tanque resonante, dicho resultado se muestra en la Figura 52.

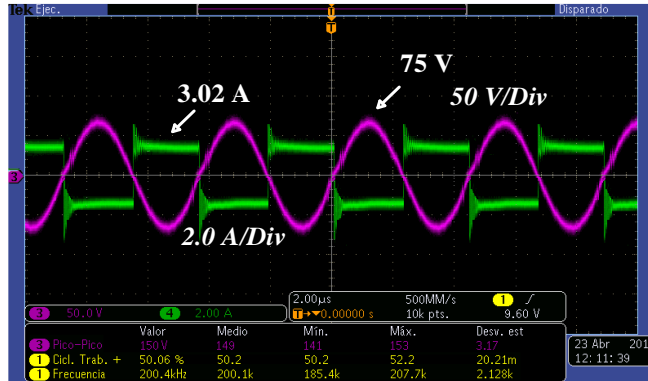


Figura 52 Condición de resonancia del convertidor CD-CD obtenida en implementación

La Figura 52, muestra las señales de voltaje y corriente a la entrada del tanque resonante, las cuales están en fase, lo que ayuda a tener una topología en un punto muy cercano a la resonancia pues no existe ningún desfase entre las señales de corriente y voltaje a consecuencia del desplazamiento en la frecuencia del tanque resonante. Además, la condición de resonancia para el convertidor CD-CD presentado en el trabajo de tesis, ayuda a que la tensión siga evoluciones sinusoidales.

Otro punto importante, es conocer la ganancia de voltaje que el convertidor presenta. Para verificar esto la Figura 53 muestra el voltaje en CD obtenido a la salida del convertidor, esta señal es medida en la carga resistiva.

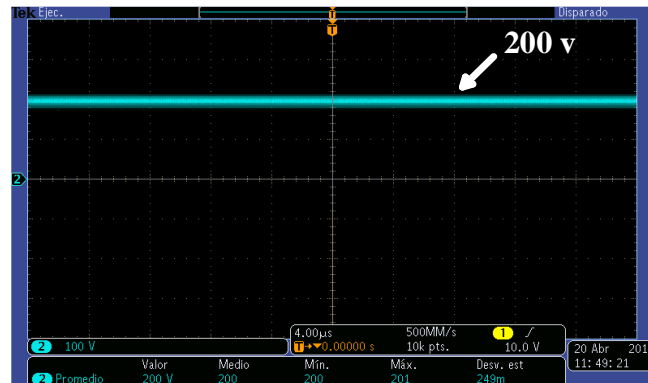
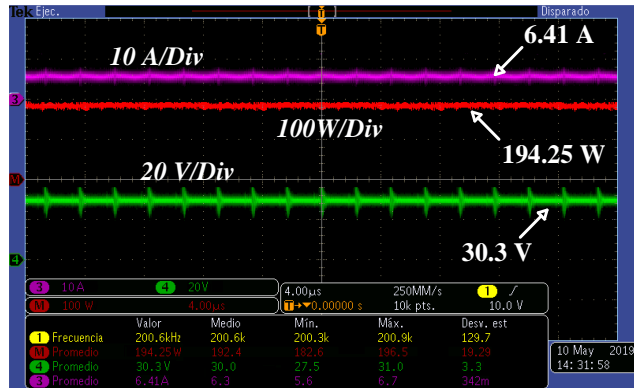
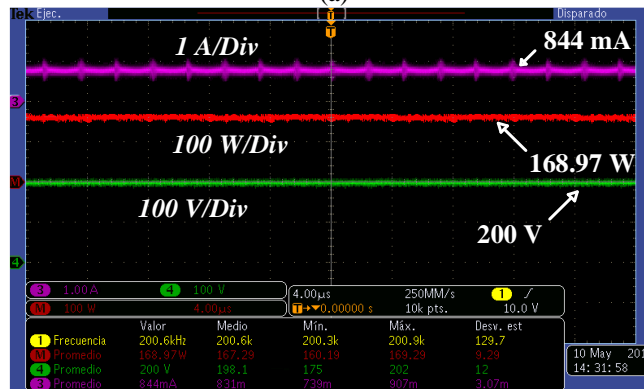


Figura 53 Voltaje a la salida del convertidor CD-CD obtenido en implementación, con escala de tiempo de $4\mu\text{s}/\text{Div}$ y escala de voltaje de $100\text{ v}/\text{Div}$

De acuerdo a los resultados obtenidos en la Figura 53 y conociendo que el voltaje de salida propuesto fue de 210 V , se obtiene un error relativo medido entre el parámetro propuesto y el resultado experimental de 4.761% . Sin embargo, este voltaje representa el voltaje en lazo abierto, pues al cerrar el lazo, el convertidor buscara tener a la salida los 210 V_{CD} . Por otro lado, las Figura 54 (a) y (b), muestran los voltajes y corrientes de entrada y salida, así como la potencia promedio medida en implementación, mismas que son importantes para estimar la eficiencia que el sistema presenta y para determinar si el convertidor propuesto presenta corriente continua a la entrada.



(a)



(b)

Figura 54 Potencia de entrada: (a) voltaje (verde) 20 V/div, corriente (morado) 10 A/div y potencia promedio (rojo) 100W/div con escala de tiempo de 4μs/div, (b) voltaje de salida (verde), corriente de salida (morado) y potencia promedio (rojo), con escala de tiempo de 4μs/div, el voltaje de salida presenta una escala de 100 v/Div, la corriente de 1 A/Div y la potencia promedio de 100 W/Div

Las Figuras 54 (a) y (b) muestran las magnitudes de potencia a la entrada y salida del convertidor CD-CD, para las cuales, uno de los resultados más importantes es la señal de corriente continua en la Figura 54 (a). De igual forma, dado los valores de potencia de entrada y salida. La Figura 55 muestra que la eficiencia medida en implementación es de aproximadamente 87%.

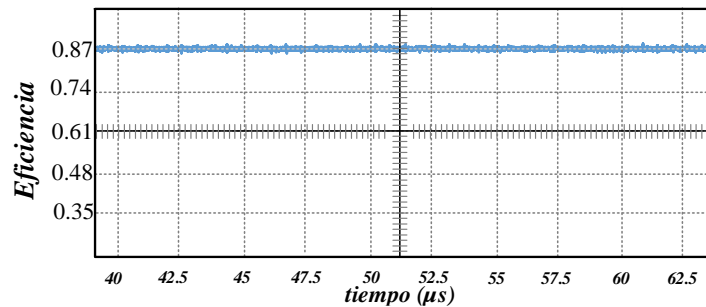


Figura 55 Eficiencia del convertidor resonante obtenida en implementación

Así mismo la Figura 56, muestra el comportamiento de la eficiencia ante variaciones en el voltaje a la entrada.

Eficiencia obtenida en el convertidor CD-CD

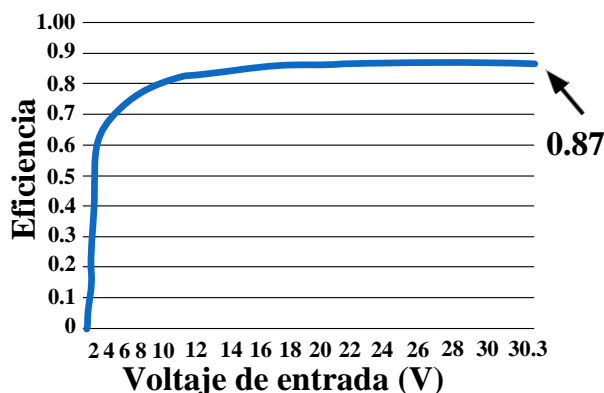


Figura 56 Eficiencia versus variaciones de voltaje a la entrada en el convertidor CD-CD

De los anteriores resultados, el convertidor presenta pérdidas significativas de aproximadamente 25 W. Por esta razón, la Tabla 19 y la Figura 57, presentan la distribución de pérdidas medidas en implementación.

TABLA 19. Distribución de pérdidas de la topología propuesta

Componente o etapa	Potencia (W)
Fuente de corriente L_1	0.53
Fuente de corriente L_2	0.55
Inductor L_C	1.31
Rectificador	3
Transformador	4
Interrupción 1 (S_1)	6.67
Interrupción 2 (S_2)	7
Otros	2.56

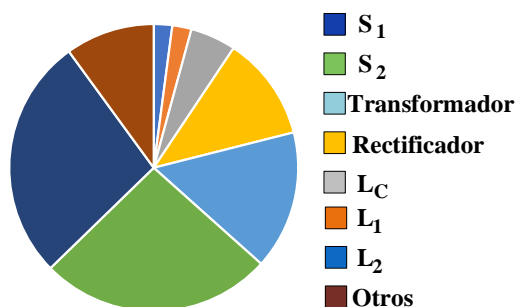


Figura 57 Porcentaje de pérdidas en la topología

De los resultados obtenidos en la Tabla 19 y Figura 57, se observa que la etapa que más pérdidas de potencia presenta, es la de los interruptores con un 26% y 27% para S_1 y S_2 respectivamente. Por lo tanto, con el objetivo de validar los anteriores resultados, una segunda medición para estimar las pérdidas de potencia que se presentan en los interruptores se realizó, para lo cual las señales de las Figuras 58 y 59, presentan las pérdidas medidas en cada interruptor.

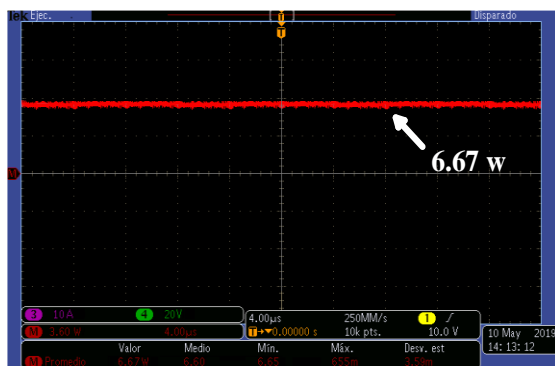


Figura 58 Potencia promedio en S_1 con escala de tiempo de $4\mu\text{s}/\text{Div}$, y una escala en la potencia de $3.6\text{ W}/\text{Div}$

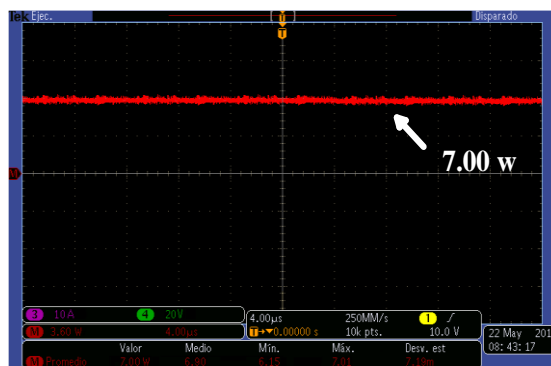


Figura 59 Potencia promedio en S_2 con escala de tiempo de $4\mu\text{s}/\text{Div}$, y una escala en la potencia de $3.6\text{ W}/\text{Div}$

Las Figuras 58 y 59, muestran el producto promedio de la potencia instantánea medida en S_1 y S_2 , los resultados muestran que uno de los aspectos asociados a la baja eficiencia en la topología, es la necesidad de utilizar interruptores unidireccionales, debido a eso se producen altas pérdidas de potencia, lo que reduce dramáticamente la eficiencia del convertidor.

Debido a las altas pérdidas de potencia en los interruptores, es necesario determinar las causas y los porcentajes de pérdidas originados por conducción y conmutación. Este análisis se presentará en el apartado 4.1.3. Finalmente, debido a que la estimación de los errores relativos determina el correcto enfoque del diseño, la Tabla 20, muestra la comparativa de algunos de valores obtenidos en simulación e implementación.

TABLA 20. Comparativa entre los resultados obtenidos en simulación e implementación

Prueba	Voltaje de salida (V)	Potencia de entrada (W)	Potencia de salida (W)	Eficiencia (%)
Simulado	207	206	185.4	0.90
Implementado	200	194.25	168.97	0.87
Error relativo	3.38%	5.703%	8.861%	3.333%

La eficiencia del convertidor resonante, aún se encuentra por debajo de las topologías convencionales (las cuales superan el 92% de eficiencia). Sin embargo, la eficiencia podría mejorarse utilizando transistores de GaN. De esta forma, se decidió optar por observar el funcionamiento que la topología tendría, utilizando para S_1 y S_2 el transistor de GaN EPC2007C en lugar del MOSFET C2M0160120D. La comparativa en simulación se muestra en la Figura 60.

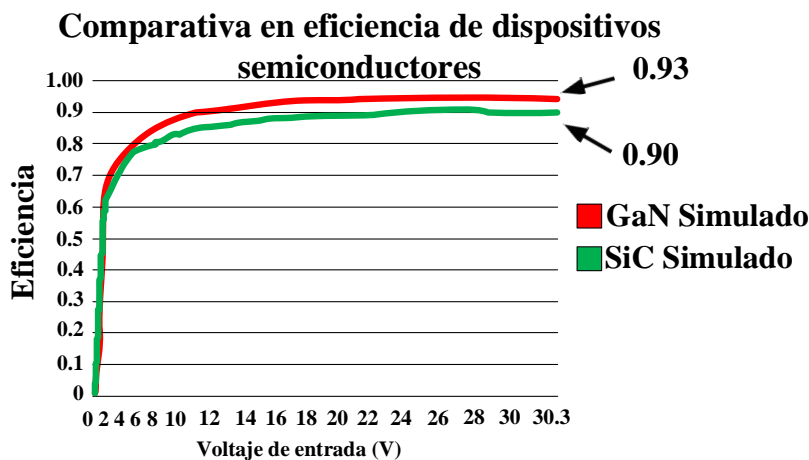


Figura 60 Comparativa de la eficiencia en el convertidor CD-CD utilizando transistores de GaN y SiC obtenida en simulación

Los resultados obtenidos en simulación de la Figura 60, muestran un incremento de solo el 2% en la eficiencia del convertidor, lo que determina que la baja eficiencia no se mejora solo cambiando los MOSFETs de los interruptores (M_1 y M_2) por transistores de nueva generación.

Para intentar determinar las posibles causas a las altas pérdidas de potencia en S_1 y S_2 , es necesario entender los fenómenos que ocurren en las conmutaciones. Para ello, a continuación, se presenta un análisis en las señales de los interruptores.

4.1.3 Estudio de las conmutaciones en S_1 y S_2

Debido a que el control es una de las etapas más importantes del convertidor CD-CD resonante alimentado en corriente, un punto a analizar es el efecto que el traslape tiene sobre las conmutaciones de la topología. Para ello, mediante simulación, se propone estudiar los tiempos de conmutación presentes en S_1 y S_2 con el objetivo de entender los fenómenos que ocasionan una baja eficiencia en la topología.

Los resultados que a continuación se presentan, son evaluados en PSPICE solo para S_1 (debido a que las señales de S_2 son complementarias), utilizando la topología en la Figura 47 y los componentes de la Tabla 18. En primera instancia, se proponen dos modos de operación (MODOS A y B) evaluados desde el punto de vista del traslape (enmarcado en rojo), las señales obtenidas se muestran en la Figura 61. De las cuales, la Figura 61(a) muestra el voltaje (morado) y corriente (verde) en S_1 , la Figura 61(b) muestra el voltaje (dorado) y corriente (azul) en D_1 , la Figura 61(c) muestra las señales PWM y la Figura 61(d) muestra el voltaje (morado) y corriente (azul) en M_1 .

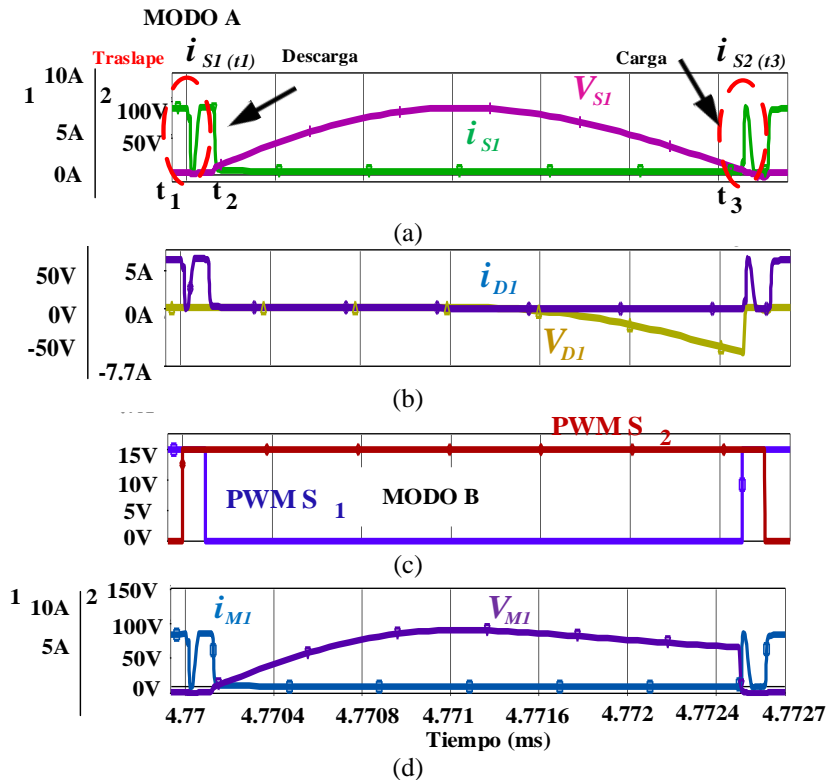


Figura 61 Formas de onda de voltaje y corriente medidos en S_1

La Figura 61 muestra los Modos “A y B” propuestos para determinar los efectos del traslape sobre la topología. En el MODO A, se observa una “carga y descarga” en las corrientes $i_{S1}(t_1)$ y $i_{S2}(t_3)$ (Figura 61(a)). Para determinar las causas de este comportamiento, es importante observar determinar los circuitos equivalentes en el momento en que S_1 y S_2 se encienden (activando el traslape), uno de estos circuitos equivalentes se muestra en la Figura 62.

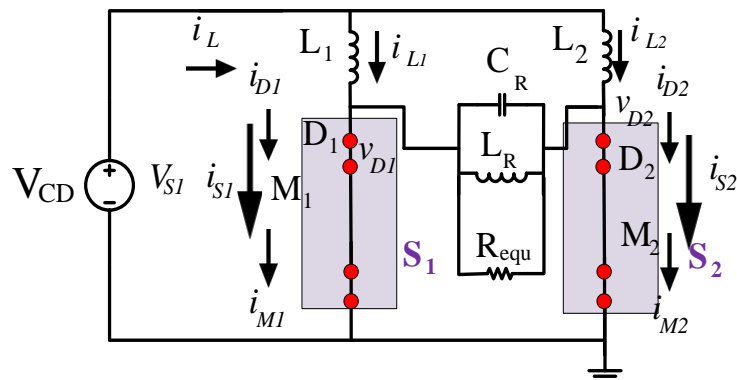


Figura 62 Circuito equivalente en el MODO A cuando S_1 y S_2 activan el traslape

La Figura 62, muestra el circuito equivalente cuando S_1 y S_2 activan el traslape, en este punto, M_1 y M_2 conducen y D_1 y D_2 están polarizados directamente, para lo cual, retomando la Figura 61, el efecto de carga y descarga podría estar relacionado con la carga y descarga de cada una de las capacitancias parásitas en D_1 y D_2 . De igual forma, hay un segundo circuito equivalente el cual muestra que cuando S_2 está encendido, M_2 puede ser modelado por su capacitancia parásita de salida (C_{oss}) y D_2 como un paralelo formado por D_2 y su capacitancia de salida (C_{D2}). Este circuito se muestra en la Figura 63.

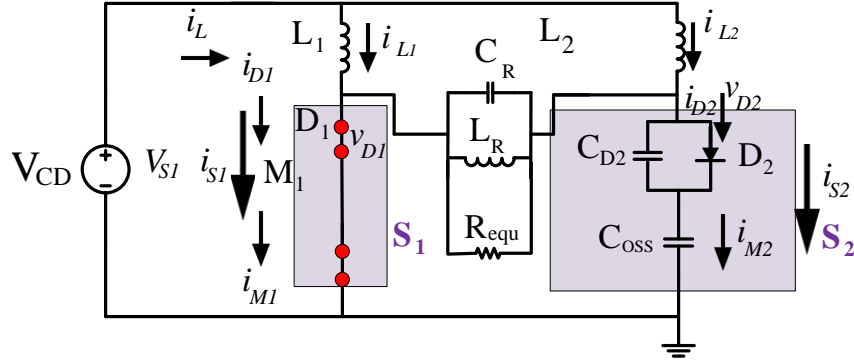


Figura 63 Circuito equivalente reflejado en S₂ cuando el traslape es activado

Debido a que el circuito equivalente en S₂ es el mismo que en S₁ durante el traslape, la Figura 63, ayuda a entender el funcionamiento en el MODO A, pues la corriente $i_{S1}(t_1)$ (Figura 61(a)) cae a cero debido a que la corriente $i_{S2}(t_3)$ se incrementa. Mientras $i_{S2}(t_3)$ incrementa su valor, la capacitancia de salida en D₁ se descarga, provocando que la corriente $i_{S1}(t_1)$ caiga a cero, después, la corriente $i_{S1}(t_1)$ incrementa su valor nuevamente, debido a que la corriente $i_{S2}(t_3)$ cae, esta corriente será cero hasta que el voltaje en D₂ sea cero otra vez.

En resumen; mientras la capacitancia C_{D2} está descargándose, la corriente $i_{S2}(t_3)$ cae a cero. Cuando el voltaje en D₂ es cero, la corriente $i_{S2}(t_3)$ incrementa su valor, este comportamiento es el mismo tanto en S₁ como en S₂ y determina que la corriente incrementa su valor hasta que el interruptor complementario entra en operación. Por otro lado, debido a que existe un tiempo de recuperación en D₁ y D₂, otro punto importante surge debido a que D₁ y D₂ estarán polarizados directamente incluso cuando M₁ y M₂ están apagados, lo que indica que en el interruptor completo, no se comparten los mismos tiempos de apagado aún con las señales traslapadas, produciendo un incremento considerable en las pérdidas de potencia.

De los resultados obtenidos en simulación, se concluye que la principal causa relacionada a la baja eficiencia en el convertidor CD-CD resonante, está relacionada con las pérdidas generadas en S₁ y S₂ en el tiempo de apagado, debido a que D₁ y D₂ no comparten el mismo tiempo de apagado que M₁ y M₂. Por tal motivo, uno de los puntos más importantes a conocer, es determinar la distribución de pérdidas presentes en S₁ y S₂. Este breve análisis, se presenta a continuación y solo muestra el desarrollo matemático para S₁, debido a que para en S₂ su estimación es similar.

4.1.4 Estimación de las pérdidas de potencia en S₁

Las pérdidas totales en S₁ consisten en determinar las pérdidas de potencia en M₁ y D₁. Para M₁, se sabe que las pérdidas de potencia totales en un MOSFET (P_T), se obtienen al sumar las pérdidas por conmutación y conducción como se muestra en la Ecuación 38 [75].

$$P_T = P_{conmutación} + P_{conducción} \quad (38)$$

Las pérdidas por conducción se calculan como se muestra en la Ecuación 39.

$$P_{conducción} = I^2 \cdot R_{dson} \cdot D \quad (39)$$

Donde I es la corriente de drenaje del MOSFET, R_{dson} la resistencia de encendido y D , el ciclo de trabajo. Además, las pérdidas por conmutación se calculan como se muestra en la Ecuación 40.

$$P_{conmutación} = \frac{V \cdot I_D}{2} \cdot (T_{on} + T_{off}) \cdot F_{sw} (C_{oss} \cdot V^2 \cdot F_{sw}) \quad (40)$$

Donde V , representa el voltaje máximo drenaje-fuente del MOSFET, I_D la corriente efectiva sobre el drenaje, T_{on} y T_{off} los tiempos de encendido y apagado del interruptor, F_{sw} la frecuencia de conmutación y C_{oss} la capacitancia parásita de salida del MOSFET.

Una vez presentadas las Ecuaciones 38, 39 y 40 para estimar las pérdidas de potencia en M_1 , lo siguiente es determinar el cálculo para estimar las pérdidas en D_1 , las cuales, a diferencia de los MOSFETs, se definen como la suma de las pérdidas por conducción, recuperación inversa y conmutación como se muestra en la Ecuación 41.

$$P_T = P_{conducción} + P_{recuperación} + P_{conmutación} \quad (41)$$

De las cuales, las pérdidas por conducción se calculan como lo muestra la Ecuación 42.

$$P_{conmutación} = I_f \cdot V_f \cdot D \quad (42)$$

Donde I_f es la corriente máxima en el diodo y V_f el voltaje de rodilla, Por otro lado, las pérdidas de recuperación pueden estimarse como se muestra en la Ecuación 43.

$$P_{recuperación} = I_r \cdot V_r (1 - D) \quad (43)$$

Donde I_r y V_r representan la corriente y voltaje de recuperación en el diodo. Finalmente, las pérdidas por conmutación se calculan como lo muestra la Ecuación 44.

$$P_{conmutación} = \frac{T_{rr} \cdot I_{rrm} \cdot V_r \cdot F_{sw}}{2} \quad (44)$$

Donde T_{rr} es el tiempo de recuperación inversa, I_{rrm} la corriente de recuperación máxima y F_{sw} la frecuencia de conmutación.

De las ecuaciones anteriores, la Tabla 21 muestra las pérdidas de potencia en el M_1 .

TABLA 21. Pérdidas de potencia en el M_1

Componente	P _{conmutación} (W)	P _{conducción} (W)	Total (W)	Material
C2M0160120D	2.634	0.115	2.749	SiC

Las pérdidas de potencia originadas en el MOSFET debido a las capacitancias parásitas de salida (Ecuación 40), solo representan el 5% de las pérdidas totales en M_1 , lo cual indica que el uso de componentes de SiC es suficiente desde el punto de vista del MOSFET (para la topología seleccionada), por lo que utilizar componentes de GaN con el objetivo de disminuir C_{oss} , no presentará un cambio importante como lo demostró la Figura 60. Sin embargo, si la frecuencia de conmutación se incrementa hasta el orden de los MHz, sería altamente recomendable el uso de dispositivos de GaN, por lo que su uso, deberá centrarse principalmente en topologías que operen a altas frecuencias. Por lo tanto, debido a que el convertidor CD-CD resonante, es incapaz de operar a frecuencias de conmutación tan altas, la opción de utilizar transistores de GaN en M_1 y M_2 para incrementar la eficiencia, es descartada.

Por otro lado, las pérdidas en el D_1 se muestran en la Tabla 22.

TABLA 22. Pérdidas de potencia en D_1

Componente	P _{conducción} (W)	P _{recuperación} (W)	P _{conmutación} (W)	Total (W)	Material
C4D08120	2.55	0.405	1.26	4.215	SiC

De los resultados presentados en la Tabla 22, a diferencia de M_1 , para los diodos no es posible mejorar las características brindadas por los dispositivos de SiC desde el punto de vista de tecnologías de GaN, pues este tipo de componentes no han sido presentados. Por otro lado, es evidente que es posible mejorar las características del diodo C4D08120 utilizado en el trabajo de tesis, haciendo una revisión más extensa de los dispositivos semiconductores a utilizar. Sin embargo, debido a que este punto no se considera como parte

fundamental del trabajo de investigación, la optimización de la topología presentada se propone como un trabajo a futuro.

Finalmente, para resumir los resultados presentados en las Tablas 21 y 22, la Figura 64 muestra la distribución de pérdidas de los interruptores S_1 y S_2 .

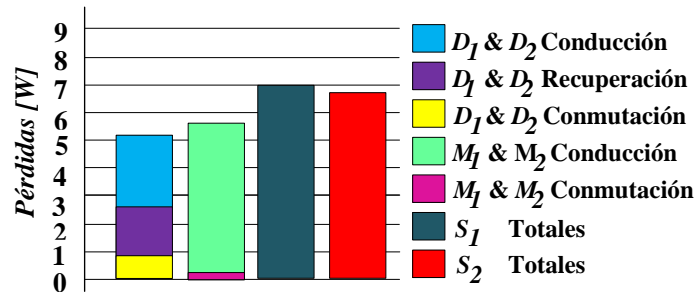


Figura 64 Pérdidas totales en S_1 y S_2

Una vez presentados los resultados en implementación del convertidor CD-CD resonante, la siguiente sección muestra parte de esos mismos resultados, pero conectando el convertidor CD-CD a un puerto de CA, de tal forma, que los resultados que a continuación se presentan, se obtienen de un esquema como el presentado en la Figura 37.

4.1.5 Resultados del convertidor CD-CD con un puerto de CA

Para la implementación de la técnica SPWM con el objetivo de acoplar la etapa del convertidor CD-CD y el puerto de CA, se recurre a la técnica desarrollada en la tesis [47], la cual utiliza un microcontrolador mbed NXP LPC1768, que se basa en un procesador ARM Cortex-M3 de 32 bits que trabaja a 96 MHz, el cual tiene la capacidad de ejecutar hasta 125 Millones de Instrucciones por segundo (MIPS). Posee una memoria RAM de 32 KB y 512 KB de memoria FLASH, además, cuenta con varias interfaces como USB, Ethernet, CAN, SPI, I2C, ADC, DAC entre otras.

Una vez puesto en funcionamiento el código para el PWM, la Figura 65 muestra a la salida del microcontrolador un tren de pulsos para recuperar una onda sinusoidal a 60 Hz, además a través del filtro LC (componentes L_f y C_f de la Figura 37) a la salida del PWM del microcontrolador, se observa que se consigue una onda sinusoidal a 60.25 Hz, lo que representa una desviación del 0.41 % del valor nominal presente en la red eléctrica.

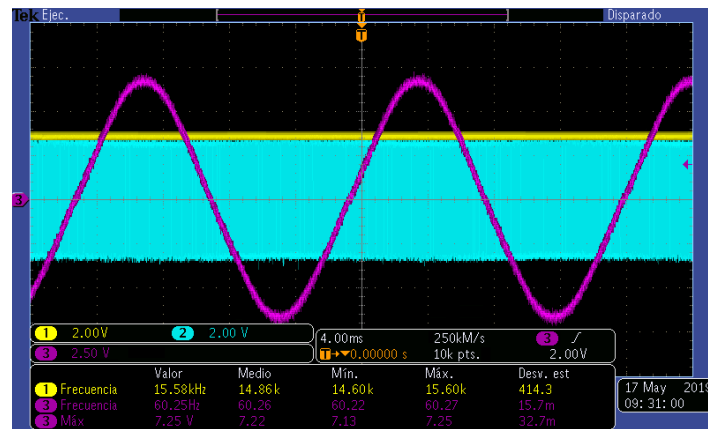


Figura 65 Onda sinusoidal a 60.25 Hz y tren de pulsos utilizando la técnica SPWM, con escala de tiempo de 4.00ms/Div, escala de voltaje de 2 v/Div

Finalmente, para determinar si el convertidor en conjunto con el puerto de CA es capaz de obtener el voltaje nominal y la frecuencia característica de la red eléctrica (de manera aislada), la Figura 66, muestra el voltaje en la carga resistiva.

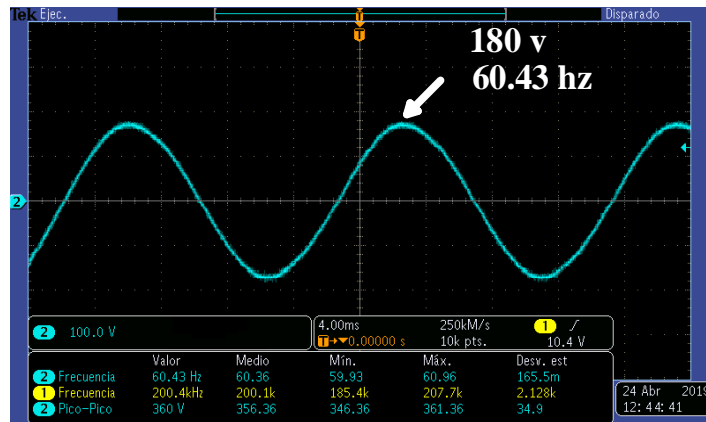


Figura 66 Voltaje con amplitud de 180 v, escala de tiempo de 4 ms/Div y de voltaje de 100 v/Div

De las Figuras 65 y 66 es posible observar el correcto funcionamiento que el convertidor CD-CD presenta conectado al puerto de CA. Así mismo en la Figura 67 se muestra la eficiencia obtenida en implementación.

Eficiencia obtenida en el convertidor CD-CD conectado con un puerto de CA

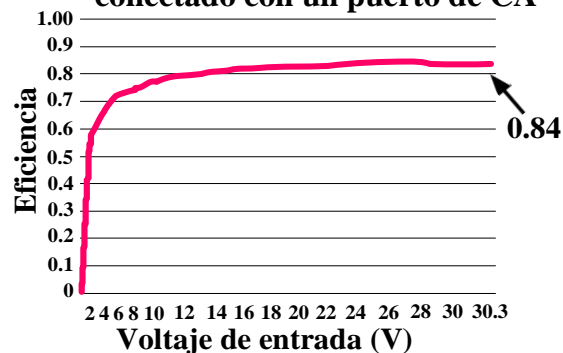


Figura 67 Eficiencia medida en implementación del convertidor CD-CD operando con el puerto de CA

La Figura 67 muestra la eficiencia medida en implementación cuando la topología se conecta con el puerto de CA, en este sentido, solo existe una caída en el porcentaje de eficiencia entre el convertidor aislado (Figura 56) y cuando el convertidor funciona con el puerto de CA (Figura 67) del 4%, esta caída en la eficiencia se debe a las pocas pérdidas presentes en el puerto de CA.

De los resultados presentados en la sección 4.1.5, se determina el correcto funcionamiento del convertidor y el puerto de CA, al establecer los valores necesarios de voltaje (180 V) y frecuencia (60 Hz) requeridos para la aplicación. Por otro lado, como punto adicional, a continuación, se presenta de manera general una comparativa entre los resultados obtenidos en la sección 4.1.2 del convertidor CD-CD y algunas topologías convencionales.

4.1.6 Comparativa con otros convertidores CD-CD

La primera comparativa hecha se lleva a cabo con otro trabajo hecho en CENIDET utilizando un convertidor *Cuk* [47], para esta comparativa, un punto importante a observar es el tamaño de las topologías, en este sentido, debido a que la topología resonante permite operar en rangos de frecuencia mayores que el convertidor *Cuk*, la topología resonante presenta una considerable reducción en sus elementos magnéticos como lo muestra la Figura 68.

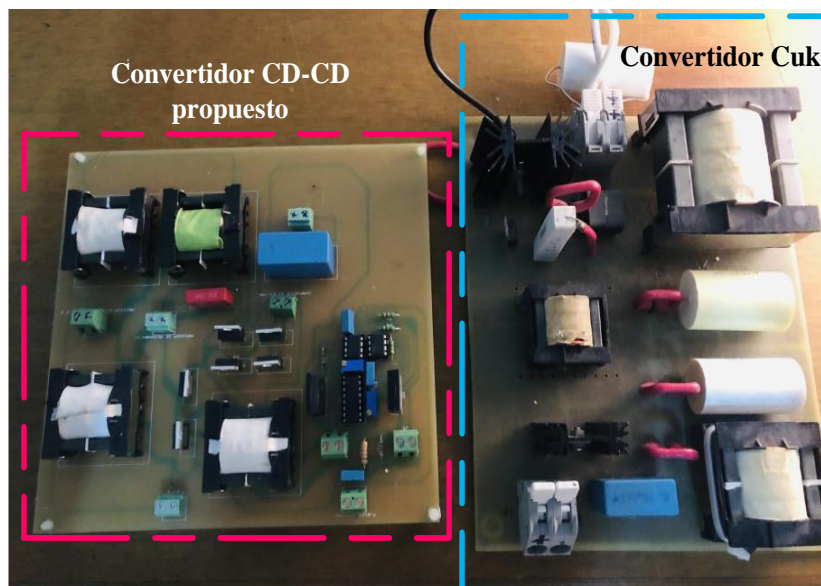


Figura 68 Comparativa de tamaños, entre un esquema utilizando un convertidor *Cuk* y la topología propuesta

No solo la reducción de los elementos magnéticos en la topología propuesta es un punto a comparar, otro aspecto importante es que la topología resonante no presenta conmutaciones duras, tiene una mejor eficiencia global y no presenta problemas en el diseño magnético de sus elementos inductivos, aunado a esto el control en corriente brindado por el convertidor resonante, permite tener una corriente continua a la entrada sin la presencia de ruidos ocasionados por la etapa PWM.

Por otro lado, debido a que no sólo han de compararse los resultados obtenidos por la topología con otros trabajos presentados en CENIDET, a continuación, se retoma la Tabla 3 mostrada en el estado del arte, con el objetivo de observar las características obtenidas por la topología resonante, esta comparativa se muestra en la Tabla 23.

TABLA 23. Comparativa de convertidores CD-CD aplicados a sistemas fotovoltaicos

Ref.	Requerimientos de funcionamiento					THD (%)
	Potencia (W)	Capacitor de desacoplamiento (μF)	No. Interruptores	Tipo de conmutación	Eficiencia máxima (%)	
[49]	300	1500	3	Dura	89	--
[50]	100	40	4	Dura	70	--
[51]	100	46	4	Dura	90.6	< 1.7
[52]	100	46	4	Dura	90.23	< 1.9
[47]	200	336.83	1	Dura	85.88%	---
Propuesta	200	300	2	Suave	87%	< 1.8
[53]	250	5000	3	Suave	94	--
[54]	200	5600	6	Dura	95.7	< 4
[55]	200	8800	6	Dura	94	< 2.46
[56]	250	11000	8	Dura	95.11	--
[57]	120	250	12	Dura	92.4	< 5
[58]	500	70	4	Dura	85.3	< 2.5
[59]	150	8.2	9	Suave	89	< 5
[60]	250	31	7	Dura	93	--
[61]	250	--	6	Suave	--	--
[62]	400	36	6	Dura	96.2	3.8
[63]	400	35.3	10	Dura	96	< 2.5

Cabe mencionar que la comparativa presentada en la Tabla 23, toma en consideración parámetros de diseño similares a los del trabajo de tesis.

Además de esta comparativa, también se incluye la Tabla 24, la cual compara la topología resonante presentada frente a algunos de los trabajos más recientes reportados en la literatura consultada.

TABLA 24. Comparativa de convertidores CD-CD con topologías que emplean similares dispositivos de potencia

Topología	Semiconductores			Componentes pasivos		Características de las topologías		
	MOSFET	IGBT	Diodos	L_e	C_e	Eficiencia (%)	Frecuencia de Conmutación (kHz)	Material de interruptores
[76]	0	1	5	2	1	95.2	100	Si
[77]	1	0	4	1	2	96	200	GaN y SiC
[78]	2	0	3	1	2	95.9	600	GaN y SiC
[79]	6	0	6	1	1	92	150	SiC
[80]	7	0	7	1	3	93	100	SiC
<i>Cuk</i>	0	1	1	3	4	85	100	Si
Propuesta	2	0	4	4	2	87	200	SiC

De las Tablas 23 y 24 se pueden mencionar los siguientes puntos:

- Debido a la aplicación y topología, los convertidores resonantes alimentados en corriente deben emplear interruptores unidireccionales para un correcto funcionamiento. Sin embargo, la optimización del control es un punto importante para considerar.
- El traslape para una topología resonante como la presentada en el trabajo de tesis es fundamental, debido a que gracias a la modulación de las señales en M_1 y M_2 , es posible mejorar las características de operación del convertidor, esto tiene mucho que ver con el hecho de que el traslape está directamente ligado con el comportamiento que la corriente tiene sobre la topología completa.
- El control es la etapa que más problemas presenta en el convertidor CD-CD resonante, debido a los problemas en los estados de apagado en S_1 y S_2 , pues D_1 y D_2 no comparten los mismos tiempos de apagado que M_1 y M_2 , ocasionando un incremento en las pérdidas de potencia.
- El convertidor CD-CD resonante alimentado en corriente, presenta corriente continua a la entrada, una reducción de tamaño significativa en sus elementos magnéticos, un mejor control en corriente, conmutaciones suaves cuando se analiza el interruptor completo, una ganancia alta de voltaje y gracias al tanque resonante en paralelo es posible obtener el aislamiento galvánico.

Finalmente, a continuación, se presentan las conclusiones obtenidas del trabajo de investigación.

Capítulo 5

V. CONCLUSIONES

5.0 Conclusiones finales

5.1.1 Puntos importantes

El trabajo de investigación se centró en estudiar la VIABILIDAD de un convertidor resonante alimentado en corriente aplicado a sistemas fotovoltaicos, de los resultados obtenidos se concluye lo siguiente:

5.1.2 Conclusiones de implementación

- Uno de los principales problemas asociados a topologías resonantes en corriente, está directamente relacionado con la necesidad de tener interruptores unidireccionales. Los interruptores unidireccionales utilizados en el trabajo, consisten en un arreglo serie conformado por un MOSFET y un diodo.
- La topología requiere un traslape en los interruptores para las transiciones de encendido-apagado y viceversa. De los resultados obtenidos, los diodos de los interruptores unidireccionales (D_1 y D_2) representan el 35% de las pérdidas totales en el sistema completo.
- A partir de los resultados experimentales, se consigue una topología resonante alimentada en corriente con un control operando a 200 kHz, un ciclo de trabajo de 0.5, un voltaje de salida de 200 V y una eficiencia máxima de 87%.
- El funcionamiento de los interruptores S_1 y S_2 muestran ZVS y ZCS. Por otro lado, si S_1 y S_2 son analizados independientemente (es decir M_1 - D_1 y M_2 - D_2 respectivamente), es posible notar conmutaciones duras. Este problema se debe a que las capacitancias parásitas del MOSFET y diodo se cargan a diferentes y opuestos voltajes y la energía almacenada por estas capacitancias se disipa.
- Existe un tiempo de recuperación en D_1 y D_2 en sus estados de apagado. Este efecto produce que los diodos del interruptor unidireccional estén ENCENDIDOS incluso cuando los MOSFETs están APAGADOS, lo que indica, por ejemplo, que M_1 y D_1 no comparten el mismo tiempo de apagado regulado por el traslape, incrementando las pérdidas de potencia en la topología.

5.1.3 Conclusiones de comparativa con otras topologías

- La topología resonante alimentada en corriente, no supera la eficiencia de las topologías convencionales. Sin embargo y debido a que el control se vuelve fundamental para un buen rendimiento, su optimización resulta importante para determinar los verdaderos alcances que este tipo de topologías pueden presentar.
- La topología resonante no necesita de un capacitor en paralelo entre el panel y la entrada del convertidor CD-CD, presenta una reducción de tamaño en sus elementos magnéticos, un mejor control en corriente, conmutaciones suaves cuando se analiza el interruptor completo, no presenta problemas de ganancia y gracias al tanque resonante en paralelo presenta un arreglo natural con transformadores.

5.1.4 Conclusión general

- Debido a que la densidad de potencia y la eficiencia de conversión de energía son dos preocupaciones principales de los convertidores CD-CD, para tener un aumento en la densidad de potencia es necesario reducir el tamaño de los componentes pasivos. Esto se logra operando a frecuencias más altas. Cuando se acepta esta tendencia, los convertidores que presentan conmutaciones duras (como la mayoría de las topologías utilizadas para la aplicación), se superan rápidamente por problemas de pérdidas de conmutación, lo que afecta considerablemente su eficiencia. Para limitar estas pérdidas, el uso de convertidores de potencia resonantes como el aquí presentado, puede ser una mejor alternativa. La ventaja principal de los convertidores resonantes alimentados en corriente, es la conmutación suave que resuelve el problema del funcionamiento en altas frecuencias. El uso de un tanque resonante permite encender interruptores bajo ZVS y/o apagarlos bajo ZCS, de esta manera es posible reducir las pérdidas de conmutación. Adicionalmente, dada la aplicación se basa del supuesto de que la potencia llevada desde el panel a la carga a través del circuito resonante, está casi completamente asociada al armónico fundamental de la expresión de Fourier de corrientes y voltajes. En este punto, gracias al uso de un convertidor resonante alimentado en corriente, los armónicos de la frecuencia de

conmutación se ignoran y se supone que las formas de onda del circuito resonante son puramente sinusoidales en la frecuencia fundamental.

5.1.5 Aportación del trabajo de tesis

- Se propone un manejo diferente en los impulsores de los interruptores que trabajan con fuentes de corriente constante, el manejo consiste en traslapar las señales de disparo de encendido-apagado y viceversa de los interruptores, sin exceder en un 5% los límites permisibles por el ciclo de trabajo seleccionado.
- Se identifica que el principal problema de la baja eficiencia en una topología resonante como la aquí presentada, tiene que ver con los tiempos de apagado en S_1 y S_2 , debido a estos tiempos (los cuales no son compartidos), es importante sintonizar un punto lo más cercano a 0.5 en los tiempos de retardo entre S_1 y S_2 .

5.1.6 Trabajos a futuro

Como trabajo futuro se visualiza el siguiente punto:

- Debido a los resultados obtenidos, un reacondicionamiento o estudio a fondo en la búsqueda de una reestructuración o nueva propuesta de control en el convertidor CD-CD es necesario. Adicionalmente, la optimización del arreglo unidireccional a utilizar también se vuelve una necesidad interesante, pues ayudará a concluir si el uso de los convertidores resonantes alimentados en corriente, brindan mejores prestaciones que las topologías convencionales aplicadas a sistemas fotovoltaicos.

5.1.7 Logros

- ❖ Presentación del artículo titulado: “Resonant Half-Bridge Current-Inverter (RHBCI) used as Power Supply for Induction Lamps with High-Power-Factor and without Electrolytic Capacitors”, en el 14th International Conference on Power Electronics, CIEP, Puebla, México. Octubre del 2018.
- ❖ Estancia de investigación en Queen’s University, Kingston, Canadá, del 1 al 30 de Septiembre de 2019, con el Profesor, Dr. Praveen Jain con el objetivo de desarrollar la estructura del artículo titulado “Comparative Performance and Assessment Study of a Current-Fed DC-DC Resonant Converter Combining Si, SiC, and GaN-Based Power Semiconductor Devices”.
- ❖ Artículo aceptado en la revista MDPI Electronics titulado: “Comparative Performance and Assessment Study of a Current-Fed DC-DC Resonant Converter Combining Si, SiC, and GaN-Based Power Semiconductor Devices”. Factor de impacto de 2.412.

6.0 Referencias bibliográficas

- [1] Ö. D. Başak and B. S. Sazak, "Effect of developments on a PV system efficiency," in *2013 4th International Symposium on Electrical and Electronics Engineering (ISEEE)*, 2013, pp. 1-6.
- [2] J. Jana, H. Saha, and K. D. Bhattacharya, "A review of inverter topologies for single-phase grid-connected photovoltaic systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 72, pp. 1256-1270, 2017.
- [3] S. Padmanaban, F. Blaabjerg, P. Wheeler, J. O. Ojo, and A. H. Ertas, "High-voltage dc-dc converter topology for pv energy utilization—Investigation and implementation," *Electric Power Components and Systems*, vol. 45, pp. 221-232, 2017.
- [4] M. Fu, Z. Wang, D. Zhang, and H. Zhang, "Isolated Boost Converter with High Efficiency and Wide Input/Output Voltage Range for Space Electric Propulsion System Applications," in *2019 IEEE 2nd International Conference on Automation, Electronics and Electrical Engineering (AUTEEE)*, 2019, pp. 660-664.
- [5] K. Wolski, M. Zdanowski, and J. Rabkowski, "High-frequency SiC-based inverters with input stages based on quasi-Z-source and boost topologies—Experimental comparison," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, pp. 9471-9478, 2019.
- [6] M. Forouzesh, Y. Shen, K. Yari, Y. P. Siwakoti, and F. Blaabjerg, "High-efficiency high step-up DC–DC converter with dual coupled inductors for grid-connected photovoltaic systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, pp. 5967-5982, 2017.
- [7] S. Jiang, D. Cao, Y. Li, and F. Z. Peng, "Grid-connected boost-half-bridge photovoltaic microinverter system using repetitive current control and maximum power point tracking," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 4711-4722, 2012.
- [8] D. Hart, "Introduction to power electronics. 1997," ed: Prentice Hall. New Jersey.
- [9] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power electronics: converters, applications, and design*: John Wiley & sons, 2003.
- [10] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*: Springer Science & Business Media, 2007.
- [11] B. J. Baliga, *Fundamentals of power semiconductor devices*: Springer Science & Business Media, 2010.
- [12] A. Chandwani and A. Kothari, "Design, simulation and implementation of Maximum Power Point Tracking (MPPT) for solar based renewable systems," in *2016 International Conference on Electrical Power and Energy Systems (ICEPES)*, 2016, pp. 539-544.
- [13] T. Arunkumari and V. Indragandhi, "A review on single switch Dc-Dc converter for renewable energy based applications," in *2017 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT)*, 2017, pp. 1-5.
- [14] R. Reshma and S. V. Selvakumar, "A soft switching dual flyback DC-DC converter for renewable energy applications," 2018.
- [15] H. C. Bhosale, R. Kale, and R. Harchandani, "Significant Role, Design and Stability Analysis of Flyback Converter for Renewable Energy Source," in *2019 International Conference on Advances in Computing, Communication and Control (ICAC3)*, 2019, pp. 1-5.
- [16] J. M. Jiménez-Martínez, E. D. J. Bonilla, A. M. Aroca, and J. A. V. Mañas, "Improving passive current sharing in multiphase active-clamp flyback converter with high step-up ratio," in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, 2017, pp. P. 1-P. 7.
- [17] M. L. Alghaythi, R. M. O'Connell, and N. E. Islam, "Design of a High Step-up DC-DC Power Converter with Voltage Multiplier Cells and Reduced Losses on Semiconductors for Photovoltaic Systems," in *2019 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*, 2019, pp. 214-218.
- [18] G. Spiazzi, P. Mattavelli, and A. Costabeber, "High step-up ratio flyback converter with active clamp and voltage multiplier," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 3205-3214, 2011.
- [19] Z. Sun and Z. Yang, "Improved maximum power point tracking algorithm with cuk converter for PV systems," *The Journal of Engineering*, vol. 2017, pp. 1676-1681, 2017.
- [20] N. B. Dawood, "Review of different DC to DC converters based for renewable energy applications," *International Research Journal of Engineering and Technology*, vol. 3, pp. 46-50, 2016.
- [21] T. LaBella and J.-S. Lai, "A hybrid resonant converter utilizing a bidirectional GaN AC switch for high-efficiency PV applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, pp. 3468-3475, 2014.

- [22] S. Kouro, J. I. Leon, D. Vinnikov, and L. G. Franquelo, "Grid-connected photovoltaic systems: An overview of recent research and emerging PV converter technology," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, pp. 47-61, 2015.
- [23] M. Sridhar, S. Sathishkumar, R. Nagarajan, and R. Yuvaraj, "An Integrated High Gain Boost Resonant Converter for PV System," *power*, vol. 9, p. 10, 2017.
- [24] M. Uno and K. Sugiyama, "Switched capacitor converter based multiport converter integrating bidirectional PWM and series-resonant converters for standalone photovoltaic systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, pp. 1394-1406, 2018.
- [25] M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, and B. Lehman, "Step-up DC–DC converters: a comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 32, pp. 9143-9178, 2017.
- [26] D. Blanquet, P. Boulanger, A. G. de Montgareuil, P. Jourde, P. Malbranche, and F. Mattera, "Advances needed in standardisation of PV components and systems," in *3rd World Conference on Photovoltaic Energy Conversion, 2003. Proceedings of*, 2003, pp. 1877-1881.
- [27] P. Rooij and P. Heskes, "Design qualification of inverters for grid-connected operation of photovoltaic power generators," *Dutch guidelines*, 2004.
- [28] I. S. Board, *IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems: 1547-2003*: IEEE, 2003.
- [29] N. F. P. Association, *National Electrical Code 2011 (National Fire Protection Association National Electrical Code)*: Delmar Cengage Learning, 2010.
- [30] J. Garcia Gutierrez, "Specification for the interconnection to a electric network of low tension of photovoltaic systems with 30 kW of capacity; Especificacion para la interconexion a la red electrica de baja tension de sistemas fotovoltaicos con capacidad hasta 30kW," 2007.
- [31] I. E. Commission, "Characteristics of the utility interface for photovoltaic (PV) systems," *Report of IEC*, vol. 61727, 2002.
- [32] H. C. Emissions, "Guidelines to the standard EN 61000-3-2," *European Power Supply Manufacturers Association*, 2010.
- [33] M. Nyman and M. A. Andersen, "High-efficiency isolated boost DC–DC converter for high-power low-voltage fuel-cell applications," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 57, pp. 505-514, 2009.
- [34] P. T. Krein, R. S. Balog, and M. Mirjafari, "Minimum energy and capacitance requirements for single-phase inverters and rectifiers using a ripple port," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 4690-4698, 2012.
- [35] H. Wang and F. Blaabjerg, "Reliability of capacitors for DC-link applications in power electronic converters—An overview," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, pp. 3569-3578, 2014.
- [36] M. Mahmud, H. Pota, and M. Hossain, "Nonlinear current control scheme for a single-phase grid-connected photovoltaic system," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 5, pp. 218-227, 2013.
- [37] L. Avila, M. De Paula, I. Carlucho, and C. S. Reinoso, "MPPT for PV systems using deep reinforcement learning algorithms," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 17, pp. 2020-2027, 2019.
- [38] T. e. O. Sweidan, M. S. Widyana, and M. B. Rifai, "Perturbation and observation as MPPT for highly penetrated grid-integrated PV generator considering symmetrical three-phase fault," *International Journal of Power and Energy Conversion*, vol. 10, pp. 225-240, 2019.
- [39] P. Singh, N. Shukla, and P. Gaur, "Modified variable step incremental-conductance MPPT technique for photovoltaic system," *International Journal of Information Technology*, pp. 1-8, 2020.
- [40] S. Motahhir, A. El Hammoumi, and A. El Ghzizal, "The most used MPPT algorithms: Review and the suitable low-cost embedded board for each algorithm," *Journal of cleaner production*, vol. 246, p. 118983, 2020.
- [41] R. Hasan, S. Mekhilef, M. Seyedmahmoudian, and B. Horan, "Grid-connected isolated PV microinverters: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 67, pp. 1065-1080, 2017.
- [42] H. Hu, S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh, and Z. J. Shen, "A review of power decoupling techniques for microinverters with three different decoupling capacitor locations in PV systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 2711-2726, 2012.
- [43] D. M. Scholten, N. Ertugrul, and W. Soong, "Micro-inverters in small scale PV systems: A review and future directions," in *2013 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, 2013, pp. 1-6.

- [44] O. Khan, W. Xiao, and M. S. El Moursi, "A new PV system configuration based on submodule integrated converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, pp. 3278-3284, 2016.
- [45] B. Yang, W. Li, Y. Zhao, and X. He, "Design and analysis of a grid-connected photovoltaic power system," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 25, pp. 992-1000, 2010.
- [46] Y. Shi, R. Li, Y. Xue, and H. Li, "High-frequency-link-based grid-tied PV system with small DC-link capacitor and low-frequency ripple-free maximum power point tracking," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, pp. 328-339, 2015.
- [47] J. S. Romero, "Evaluación e implementación de un microinversor con un puerto de rizo," Maestro en ciencias Tesis de Maestría, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Asesor Mario Ponce Silva, 2017.
- [48] H.-S. Lee and J.-J. Yun, "Quasi-Resonant Voltage Doubler with Snubber Capacitor for Boost Half-Bridge DC-DC Converter in Photovoltaic Micro-Inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, pp. 8377-8388, 2018.
- [49] N. Kasa, T. Iida, and L. Chen, "Flyback inverter controlled by sensorless current MPPT for photovoltaic power system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, pp. 1145-1152, 2005.
- [50] T. Shimizu, K. Wada, and N. Nakamura, "Flyback-type single-phase utility interactive inverter with power pulsation decoupling on the DC input for an AC photovoltaic module system," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 21, pp. 1264-1272, 2006.
- [51] H. Hu, S. Harb, X. Fang, D. Zhang, Q. Zhang, Z. J. Shen, *et al.*, "A three-port flyback for PV microinverter applications with power pulsation decoupling capability," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 3953-3964, 2012.
- [52] H. Hu, S. Harb, N. H. Kutkut, Z. J. Shen, and I. Batarseh, "A single-stage microinverter without using electrolytic capacitors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 2677-2687, 2012.
- [53] N. Sukesh, M. Pahlevaninezhad, and P. K. Jain, "Analysis and implementation of a single-stage flyback PV microinverter with soft switching," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 61, pp. 1819-1833, 2013.
- [54] Z. Zhang, X.-F. He, and Y.-F. Liu, "An optimal control method for photovoltaic grid-tied-interleaved flyback microinverters to achieve high efficiency in wide load range," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 5074-5087, 2013.
- [55] M. Gao, M. Chen, C. Zhang, and Z. Qian, "Analysis and implementation of an improved flyback inverter for photovoltaic AC module applications," *IEEE transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 3428-3444, 2013.
- [56] Y.-H. Kim, Y.-H. Ji, J.-G. Kim, Y.-C. Jung, and C.-Y. Won, "A new control strategy for improving weighted efficiency in photovoltaic AC module-type interleaved flyback inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 2688-2699, 2012.
- [57] D. Meneses, O. Garcia, P. Alou, J. A. Oliver, and J. A. Cobos, "Grid-connected forward microinverter with primary-parallel secondary-series transformer," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 30, pp. 4819-4830, 2014.
- [58] G. Tan, J. Wang, and Y. Ji, "Soft-switching flyback inverter with enhanced power decoupling for photovoltaic applications," *IET Electric Power Applications*, vol. 1, pp. 264-274, 2007.
- [59] C. Rodriguez and G. A. Amaratunga, "Long-lifetime power inverter for photovoltaic AC modules," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, pp. 2593-2601, 2008.
- [60] H.-J. Chiu, Y.-K. Lo, C.-Y. Yang, S.-J. Cheng, C.-M. Huang, C.-C. Chuang, *et al.*, "A module-integrated isolated solar microinverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 781-788, 2012.
- [61] Y.-H. Kim, S.-C. Shin, J.-H. Lee, Y.-C. Jung, and C.-Y. Won, "Soft-switching current-fed push-pull converter for 250-W AC module applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 863-872, 2013.
- [62] W.-J. Cha, Y.-W. Cho, J.-M. Kwon, and B.-H. Kwon, "Highly efficient microinverter with soft-switching step-up converter and single-switch-modulation inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp. 3516-3523, 2014.
- [63] L. Chen, A. Amirahmadi, Q. Zhang, N. Kutkut, and I. Batarseh, "Design and implementation of three-phase two-stage grid-connected module integrated converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 3881-3892, 2013.

- [64] A. Tomaszuk and A. Krupa, "High efficiency high step-up DC/DC converters: a review," *Bulletin of the Polish Academy of Sciences. Technical Sciences*, vol. 59, pp. 475-483, 2011.
- [65] G. Zhang, J. Zhang, Z. Chen, X. Wu, and Z. Qian, "LLC resonant DC/DC converter with current-driven synchronized voltage-doubler rectifier," in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2009, pp. 744-749.
- [66] Q. Zhao, F. Tao, F. C. Lee, P. Xu, and J. Wei, "A simple and effective method to alleviate the rectifier reverse-recovery problem in continuous-current-mode boost converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, pp. 649-658, 2001.
- [67] M. Ponce-Silva, J. L. Bautista, A. Tapia, C. I. Nicolas, T. R. Granados, and I. Araujo, "Parallel-resonant inverter with two current sources: analysis and design methodology," in *12th IEEE International Power Electronics Congress*, 2010, pp. 156-160.
- [68] M. K. Kazimierczuk and R. Cravens, "Current-source parallel-resonant DC/AC inverter with transformer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, pp. 275-284, 1996.
- [69] B. Yuan, X. Yang, and D. Li, "A high efficiency current fed multi-resonant converter for high step-up power conversion in renewable energy harvesting," in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2010, pp. 2637-2641.
- [70] J. J. Winders, *Power transformers*: Marcel Dekker, 2002.
- [71] K. H. Billings and T. Morey, *Switchmode power supply handbook*: McGraw-Hill, 2011.
- [72] J. H. Harlow, *Electric power transformer engineering*: CRC press, 2012.
- [73] R. M. Del Vecchio, R. Del Vecchio, B. Poulin, P. T. Feghali, D. M. Shah, and R. Ahuja, *Transformer Design Principles With Applications 3e: With Applications to Core-Form Power Transformers*: CRC press, 2017.
- [74] M. N. Yoder, "Wide bandgap semiconductor materials and devices," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 43, pp. 1633-1636, 1996.
- [75] J. B. Fedison and M. J. Harrison, "COSS hysteresis in advanced superjunction MOSFETs," in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2016, pp. 247-252.
- [76] W. Hassan, D. D.-C. Lu, and W. Xiao, "Single-Switch High Step-Up DC-DC Converter With Low and Steady Switch Voltage Stress," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, pp. 9326-9338, 2019.
- [77] A. Allehyani and P. Enjeti, "A New Modular Micro-inverter with Sinusoidal Output Voltage Using GaN Switches for PV Modules," in *2018 9th IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2018, pp. 1-6.
- [78] M. Acanski, J. Popovic-Gerber, and J. Ferreira, "Comparison of Si and GaN power devices used in PV module integrated converters," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2011, pp. 1217-1223.
- [79] J. Cardoso, N. Vazquez, C. Hernandez, and J. Vaquero, "A Transformerless Single-Phase Current Source Inverter Topology and Control for Photovoltaic Applications," *Energies*, vol. 11, p. 2011, 2018.
- [80] W. Wang, F. Gao, Y. Yang, and F. Blaabjerg, "Operation and modulation of H7 current-source inverter with hybrid SiC and Si semiconductor switches," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, pp. 387-399, 2017.

Anexo A: Diseño de inductores.

A continuación se muestran las especificaciones de diseño para las bobinas fuente de corriente para una potencia de operación de 200 W, así como la metodología de diseño que se utilizó para su elaboración.

Tabla A.1.- Especificaciones para el diseño del inductor resonante

Descripción	Símbolo	Valor	Unidades
Resistividad el cobre	ρ	1.724×10^{-6}	$\Omega * \text{cm}$
Permeabilidad del aire	μ_0	$4\pi \times 10^{-7}$	H/m
Valor de la inductancia	L	57.6μ	H
Corriente máxima	I_{\max}	7.48	A
Densidad de flujo máximo	β_{\max}	0.35	T
Corriente eficaz	I_{rms}	3.3	A
Factor de utilización	K_u	0.5	--
Frecuencia de conmutación	f	200k	hz

1. Resistencia en el cobre.

$$P_{\text{cobre}} = \frac{P_{\text{total}} * 0.1}{100} = 0.2 \text{ W}$$

$$R = \frac{P_{\text{cobre}}}{I_{\text{rms}}^2} = 0.018 \Omega$$

2. Tamaño del núcleo.

$$K_g = \frac{\rho * L^2 * I_{\max}^2}{\beta_{\max}^2 * R * K_u} * 10^8 = 0.028 \text{ cm}^5$$

3. De Tablas *D.3 Magnetics Design Tables* se obtiene A_c =Área de la sección transversal, MLT = Longitud media por vuelta y WA =Área de ventana.

$$A_c = 0.76$$

$$WA = 0.903$$

$$MLT = 5.33$$

4. Cálculo del Gap.

$$\text{gap} = \frac{\mu_0 * L * I_{\max}^2}{\beta_{\max}^2 * A_c} * 10^4 = 0.434 \text{ mm}$$

5. Cálculo del número de vueltas en el carrete.

$$n = \frac{L * I_{\max}}{\beta_{\max} * A_c} * 10^4 = 16.169$$

6. Obtener el AWG.

$$\delta = \frac{7.5}{\sqrt{f}} = 0.017$$

7. Cálculo del área de la sección transversal o tamaño del conductor.

$$A_w = \frac{K_u * WA}{n} = 0.028 \text{ cm}^2$$

8. Cálculo de los hilos trenzados.

área para un AWG 36 = 0.1266

$$\text{hilos} = \frac{Aw}{\text{área}} * 1000 = 220.565 \approx 221$$

9. Longitud de alambre a cortar.

$$D = \frac{n * MLT}{100} = 0.862 \text{ m} \approx 1\text{m}$$

Anexo B: Diseño del transformador resonante.

A continuación, se muestran las especificaciones de diseño para el transformador empleado en la topología propuesta, las especificaciones se eligen para una potencia de 200 W, a continuación se presenta la metodología de diseño que se utilizó para su elaboración.

Tabla B.1.- Especificaciones para el diseño del inductor resonante

Descripción	Símbolo	Valor	Unidades
Devanado primario	L_p	3.4	μH
Devanado secundario	L_s	38.5	μH
Permeabilidad del aire	μ_0	$4\pi \times 10^{-7}$	H/m
Frecuencia de conmutación	f	200 000	hz
Resistividad el cobre	ρ	1.724×10^{-6}	$\Omega \cdot \text{cm}$
Potencia de diseño	P_o	200	W
Potencia aparente en el primario	P_{aprim}	1000	W
Potencia aparente en el secundario	P_{asec}	213	W
Corriente rms en el primario	$I_{rmsprim}$	1.2	A
Corriente rms en el secundario	I_{rmssec}	982×10^{-3}	A
Densidad de flujo máximo	β_{max}	0.35	T
Factor de utilización	K_u	0.5	--
Corriente máxima en el primario	$I_{maxprim}$	27	A
Corriente máxima en el secundario	I_{maxsec}	1.1	A
Resistencia en el devanado primario	R_{prim}	0.013	Ω
Resistencia en el devanado secundario	R_{sec}	3.345	Ω

1. Cálculo de la potencia total aparente, para determinar el espacio ocupado por cada devanado.

$$P_{atotal} = P_{asec} + P_{aprim} = 1.154 \times 10^3 \text{ W}$$

$$\text{Porcentajeprim} = \frac{P_{aprim}}{P_{atotal}} = 0.175$$

$$\text{Porcentajesec} = \frac{P_{asec}}{P_{atotal}} = 0.825$$

2. Cálculo del constante K_g (geométrico).

$$K_g = \frac{\rho * L_p^2 * I_{maxprim}^2 * 10^8}{\beta_{max}^2 * R_{prim} * K_u} = 0.002$$

$$K_{g2} = \frac{\rho * L_s^2 * I_{maxsec}^2 * 10^8}{\beta_{max}^2 * R_{sec} * K_u} = 1.886 \times 10^{-6}$$

3. Se eligen los datos del carrete de la misma forma que en el Anexo A, en este caso para un carrete ETD34.

$$Ac = 0.97$$

$$WA = 0.903$$

$$MLT = 5.33$$

$$K_{g2} = \frac{Ac^2 * WA}{MLT} = 0.159$$

4. Se agrega el espacio del primario.

$$\text{porcentajePasec} = 100$$
$$\text{porcentajePaprim} = \frac{P_{\text{aprim}} * 100}{P_{\text{asec}}} = 21.216$$

$$\text{porcentajePasec} = \frac{P_{\text{asec}} * 100}{P_{\text{aprim}}} = 471.346$$

5. Cálculo del entrehierro del inductor.

$$I_g = \frac{\mu_0 * L_p * I_{\text{maxprim}}^2 * 10^4}{\beta_{\text{max}}^2 * A_c} * 1000 = 0.262\text{mm}$$

6. Cálculo del número de vueltas de manera experimental.

$$\text{vueltas} = 10$$