INSTITUTO TECNOLÓGICO SUPERIOR DE IRAPUATO



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

### ESTUDIO DEL CONVERTIDOR CD-CD RESONANTE LLC EN ALTA FRECUENCIA PARA SISTEMAS DE ILUMINACIÓN LED

### **OPCIÓN I: TESIS PROFESIONAL**

### QUE PARA OBTENER EL GRADO DE MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA

### PRESENTA: ING. CRISTIAN JESÚS ROBLES AGUILAR

## ASESORES: DR. MARIO ALBERTO JUÁREZ BALDERAS DR. JOSÉ MIGUEL SOSA ZÚÑIGA

IRAPUATO, GTO

FEBRERO 2024





Irapuato, Guanajuato, <mark>16/febrero/2024</mark> **OFICIO:** CIPI-001-2024 **ASUNTO**: Autorización de impresión de tesis de maestría

TECNOLOGICO

DE MEXICO

#### DR. JOSÉ MIGUEL SOSA ZÚÑIGA PRESIDENTE DEL CONSEJO DE POSGRADO MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA PRESENTE

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

Dr. Mario Alberto Juárez Balderas Dr. José Miguel Sosa Zúñiga Dr. Gerardo Vázquez Guzmán Dr. Adolfo Rafael López Núñez

se autoriza la impresión de la tesis titulada **"Estudio del convertidor CD-CD resonante LLC en alta frecuencia para sistemas de iluminación LED**" realizada por el estudiante C. **Cristian Jesús Robles Aguilar** con número de control **MIP21110008** la cual ha sido desarrollada dentro del programa de la Maestría en Ingeniería Electrónica bajo la dirección del Dr. Mario Alberto Juárez Balderas y la codirección del Dr. José Miguel Sosa Zúñiga y ha sido revisada y aprobada por el comité tutorial antes mencionado.

Sin otro en particular, le envío un cordial saludo..

#### ATENTAMENTE

Excelencia en Educación Tecnológica. Espíritu de Excelencia en Desarrollo Tecnológico



M.C. ISAI GONZALEZ GAONA DIRECTOR ACADÉMICO PRESIDENTE DEL CIPI

Ccp. M. I. Ernesto Cabal Yepez M.C. Akira Torreblanca Ponce

IGG/ATP/\*naap

Titular de Jefatura de División Ing. Electrónica Titular del Departamento de Investigación Para su conocimiento y atención Para su seguimiento



Carr. Irapuato – Silao km 12.5, Colonia El Copal, Irapuato, Guanajuato, C.P. 36821 Tels. 4626067900 y 4626067602, **tecnm.mx | irapuato.tecnm.mx** 





## **CONSTANCIA DE APROBACIÓN DE LA TESIS**

La tesis Estudio del Convertidor CD-CD Resonante LLC en Alta Frecuencia para Sistemas de Iluminación LED presentada para obtener el Grado de Maestro en Ingeniería Electrónica fue elaborada por el Ing. Cristian Jesús Robles Aguilar y aprobada el 13 de Febrero de 2024 por los suscritos, designados por el Consejo de Posgrado de la Maestría en Ingeniería Electrónica del Tecnológico Nacional de México Campus Irapuato.



Dr. Mario Alberto Juárez Balderas (Director de la tesis) Dr. José Mguel Sosa Zúñiga (Codirector de la tesis)

> Dr. Gerardo Vázquez Guzmán (Sinodal)

y

Dr. Adolfo Rafael López Núñez (Sinodal)



Esta tesis fue elaborada en el Laboratorio de Maestría en Ingeniería Electrónica del Tecnológico Nacional de México Campus Irapuato, bajo la dirección del Dr. Mario Alberto Juárez Balderas en colaboración con el Dr. José Miguel Sosa Zúñiga adscritos a este instituto.

Agradezco también al Consejo Nacional de Humanidades, Ciencias y Tecnologías (CONAHCYT) por la beca asignada durante el periodo de la maestría, gracias porque fue posible culminar este trabajo.

### AGRADECIMIENTOS

Al TecNM campus Irapuato (Instituto Tecnológico Superior de Irapuato - ITESI) y al Consejo Nacional de Humanidades, Ciencias y Tecnologías (CONAHCYT).

Gracias al respaldo otorgado mediante las becas que me fueron asignadas, logré sostenerme financieramente a lo largo de estos dos años de formación académica. Además, dichas becas también me permitieron financiar mi estadía en el extranjero.

#### A mis asesores

Quiero dar gracias a mis asesores de tesis el Dr. Mario Alberto Juárez Balderas y el Dr. José Miguel Sosa Zúñiga por su compromiso, esfuerzo y dedicación brindada para la realización de este trabajo ya que, sin sus conocimientos, orientaciones, su manera de trabajar, paciencia y motivación no hubiera tenido la formación académica necesaria para culminar.

### A mi familia

Les agradezco profundamente a mis padres Lucas Robles Cano y Cristina Aguilar Hernández por todo el sacrificio y esfuerzo que han puesto en darme una educación universitaria, agradezco ampliamente el apoyo moral y amor que siempre me ofrecieron a pesar de las adversidades. A mis hermanos y en general a mi familia que siempre demostraron su cariño y afecto hacia mí, aparte de confiar ampliamente en que lograría esta meta en mi vida.

### A mis amigos

A mis queridos compañeros de generación Antonio Muñoz y Miguel Salas que conocí durante estos dos años y que se consolidaron como mis grandes amigos; con los cuales pasé los momentos más agradables durante esta trayectoria académica, sin su apoyo no había podido lograr culminar este grado académico.

A mis sinodales el Dr. Gerardo Vázquez Guzmán y el Dr. Adolfo Rafael López Núñez por el tiempo dedicado al estudio de mi proyecto de tesis y sus atinadas observaciones.

A la Universidad de Oviedo Campus Gijón, por permitirme realizar una estancia de investigación en su institución y convivir con los docentes del área de tecnología electrónica, quienes se portaron sumamente atentos y amables en todo momento, tanto académicamente como personalmente.

### **GRACIAS A TODOS**

NO	ΓΑCΙÓΝ	XI
RES	SUMEN	XIV
ABSTRACT XV		
OBJ	IETIVOS DE LA TESIS	1
Obje	etivo general	1
Obje	etivos específicos	1
1. ]	INTRODUCCIÓN	2
1.1	Estructura de un convertidor resonante CD/CD	3
1.2	Etapa inversora	3
1.2.1 1.2.2 1.2.3	Inversor medio puente Inversor medio puente asimétrico Inversor puente completo	
1.3	Tanque resonante	5
1.4	Etapa rectificadora	9
1.4.1 1.4.2	Rectificación convencional Rectificación síncrona	9 
1.5	Conmutación dura	14
1.6	Conmutación suave de cero voltaje (ZVS)	14
1.7	Conmutación suave de cero corriente (ZCS)	15
1.8	LED de potencia	17
1.9	Atenuación o dimming	20
2. ]	ESTADO DEL ARTE	22

# ÍNDICE

2.1	Convertidores CD/CD resonantes en sistemas de iluminación LED automotriz
2.2	Convertidores CD/CD resonantes con carga LED conectados a la red eléctrica
3. 1	ESTUDIO DE TANQUES RESONANTES
3.1	Aproximación al primer armónico de un tanque resonante34
3.2	Curvas de ganancia del tanque LLC serie
3.3	Curvas de ganancia del tanque LC serie
3.4	Curvas de ganancia del tanque LC paralelo40
3.5	Selección del tanque resonante para implementación experimental42
4. \$	SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR CD/CD RESONANTE LLC 44
4.1	Propuesta de parámetros de salida del convertidor propuesto45
4.2	Caracterización del LED Epistar 10W45
4.3	Cálculos para el convertidor CD/CD resonante LLC48
4.4	Mediciones del transformador fabricado50
45	
1.5	Descripción del diagrama de simulación53
4.6	Descripción del diagrama de simulación53 Parámetros de salida del convertidor
4.6 4.7	Descripción del diagrama de simulación

4.9	Eficiencia en simulación58
5.	DISEÑO DEL PROTOTIPO EXPERIMENTAL
5.1	Configuración del controlador IRS2795261
5.2	Inversor resonante LLC
5.3	Rectificador de onda completa66
5.4	Placa de circuito impreso (PCB)67
6.	RESULTADOS
6.1	Descripción del banco de pruebas70
6.2	Parámetros de salida del convertidor71
6.3	Pulsos de compuerta en los MOSFETs71
6.4	Conmutación ZVS en los MOSFETs72
6.5	Conmutación ZCS en los diodos73
6.6	Pruebas con atenuación PWM en serie con la carga LED74
6.7	Eficiencia81
7.	CONCLUSIONES
8.	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS84
9.	ANEXO A ANÁLISIS DE FOURIER87
10.	ANEXO B CÁLCULO DE UN TRANSFORMADOR
11.	ANEXO C CONFIGURACIÓN DE RASPBERRY PI PICO94
12.	ANEXO D CÓDIGO PARA GENERACIÓN DE PWM

# Índice de Figuras

Figura 1.1. Esquema generalizado de convertidores CD/CD resonantes	3
Figura 1.2. Diagrama de un inversor medio puente.	4
Figura 1.3. Diagrama de un inversor medio puente asimétrico	4
Figura 1.4. Diagrama de un inversor puente H o puente completo monofásico.	5
Figura 1.5. Esquemas de un circuito resonante RLC serie y paralelo	6
Figura 1.6. Rectificador de onda completa con transformador con derivación central	10
Figura 1.7. Puente rectificador con rectificación convencional.	10
Figura 1.8. Circuito equivalente para pérdidas por conducción: a) Diodo y b) MOSFET	11
Figura 1.9. Pérdidas por conducción de un diodo y SR (MOSFET) [13].	11
Figura 1.10. Rectificador síncrono de onda completa con transformador con derivación cent	tral.
	12
Figura 1.11. Puente rectificador completo síncrono	13
Figura 1.12. Ejemplo de conmutación dura en un MOSFET (Apagado/Encendido)	14
Figura 1.13. Ejemplo de conmutación suave a voltaje cero en un MOSFET (Encendido)	15
Figura 1.14. Ejemplo de conmutación suave a cero corriente en un MOSFET (Apagado)	16
Figura 1.15. Partes de un LED de potencia Lumileds Luxeon	17
Figura 1.16. Curva I-V de un LED.	18
Figura 1.17. Modelo linealizado de curva I-V LED por partes	19
Figura 1.18. Atenuación por AM.	20
Figura 1.19. Atenuación por PWM.	21
Figura 2.1. Diagrama del convertidor CD/CD resonante LC <sup>3</sup> L para faros automotrices	23
Figura 2.2. Diagrama de Bode para la impedancia de entrada del tanque LC3L [33]	24
Figura 2.3. Convertidor CD/CD resonante con tanque doble LLC como controlador LED	24
Figura 2.4. Corriente y voltaje de salida para el convertidor CD/CD resonante con tanque de	oble
LLC bajo condiciones de atenuación [36]	25
Figura 2.5. Circuito del convertidor CD/CD resonante LCLC	25
Figura 2.6. Disparo de compuerta de lado alto para el MOSFET Q1 (inversor) y MOSFET	Q3
(Rectificador).	26
Figura 2.7. Variación del nivel de corriente en función del cambio de fase entre el inverso	or y
rectificador en el convertidor CD/CD resonante LCLC	26
Figura 2.8. Formas de onda del convertidor CD/CD resonante LCLC [37].	27
Figura 2.9. Circuito del convertidor CD/CD resonante LCL-T.	27
Figura 2.10. Variación del nivel de corriente en función del cambio de fase entre el inverso	or y
rectificador en el convertidor CD/CD resonante LCL-T	28
Figura 2.11. Formas de onda del convertidor CD/CD resonante LCL-T [26].	28
Figura 2.12. Circuito del convertidor resonante con rectificador boost PFC totem-pole sin pue	ente
y convertidor resonante SCC-LLC.	30
Figura 2.13. Voltaje y corriente de salida: a) 75% de carga y b) 100 de carga [25]	30
Figura 2.14. Voltaje y corriente de entrada [25]	31
Figura 2.15. Circuito del convertidor resonante serie clase DE con circuito tipo charge-pu	ımp
para PFC.	31
Figura 2.16. Voltaje de entrada, corriente de entrada, voltaje en el capacitor de CD y el vol	taje
de salida: a) Para un voltaje de entrada de 253.78 Vrms y b) Para un voltaje de entrada de 236	5.45
Vrms [38]	32

Figura 3.1. Transformación del convertidor original a un circuito equivalente usando FHA: a) Convertidor original b) Circuito simplificado y c) Convertidor equivalente FHA
Figura 3.2. Curvas de ganancia del tanque LLC en función de la frecuencia normalizada
Figura 3.3. Curvas de ganancia del tanque LLC para diferentes valores de <i>Ln</i>
Figura 3.4. Circuito equivalente FHA para un tanque LC serie
Figura 3.5. Curvas de ganancia del tanque LC serie en función de la frecuencia normalizada.
Figura 3.6. Circuito equivalente FHA para un tanque LC paralelo
Figura 3.7. Curvas de ganancia del tanque LC paralelo en función de la frecuencia normalizada.
Figura 4.1 Curva I-V del LED Enistar 10W 46
Figure 4.2. Diagrama esquemático del convertidor propuesto y la carga LED 47
Figura 4.3. Gráfica de flujo luminoso emitido en función de la corriente a través del LED Epistar 10W
Figura 4.4 Modelos de transformadores empleados en convertidores: a) Modelo de un
transformador v b) Modelo de un transformador con derivación central
Figura 4.5. Esquemático para medir la inductancia de fuga del transformador
Figura 4.6. Comparación de curvas de ganancia calculadas respecto a la curva real
Figura 4.7. Diagrama de flujo para el diseño de un convertidor CD/CD resonante LLC con carga LED
Figura 4.8. Diagrama de simulación en LTspice del convertidor CD/CD resonante LLC con
atenuación PWM serie en la carga LED
Figura 4.9. Simulación en el software LTspice del comportamiento de la corriente resonante en
función del ciclo de trabajo al 50%55
Figura 4.10. Comparación de las propuestas de técnicas de atenuación PWM: a) Sincronizada
con todo el convertidor y b) Sincronizada solo con la carga LED56
Figura 4.11. Conmutación ZVS en el MOSFET Q1 del convertidor CD/CD resonante LLC57
Figura 4.12. Conmutación en el diodo D1 del convertidor CD/CD resonante LLC58
Figura 4.13. Curvas de eficiencia para los dos modos de operación analizados del convertidor CD-CD LLC resonante
Figura 5.1. Esquema de la configuración del driver IRS27952
Figura 5.2. Tiempo muerto en función de <i>CT</i> para el driver IRS2795263
Figura 5.3. Frecuencia de conmutación en función de RT para el controlador IRS2795263
Figura 5.4. Transiciones del modo SLEEP al modo normal para el controlador IRS2795264
Figura 5.5. Diagrama esquemático del convertidor CD/CD resonante LLC en KiCad
Figura 5.6. Modelo 3D en KiCAD del prototipo del convertidor CD/CD resonante LLC67
Figura 5.7. Fotografía del prototipo del convertidor CD/CD resonante LLC68
Figura 6.1. Banco de pruebas para el convertidor CD/CD resonante LLC con atenuación PWM
en la carga LED70
Figura 6.2. Voltaje, corriente y potencia de salida del convertidor CD/CD resonante LLC71
Figura 6.3. Pulsos en compuerta de los MOSFETs del inversor medio puente resonante72
Figura 6.4. Resultado experimental de la conmutación suave de cero voltaje (ZVS) en el
Figura 65 Resultado experimental de la conmutación suave de cero corriente (709) en el
anagado del Diodo D1 del convertidor CD/CD resonante LLC 74
Figura 6.6. Diagrama de bloques para la errónea implementación de la atenuación PWM 75
Figura 6.7. Parámetros de salida no deseados del convertidor CD/CD resonante LLC con

# Índice de Tablas

Tabla 2.1. Características de diseño de controladores CD/CD resonantes para LEDs	en faros
automotrices	29
Tabla 2.2. Comparación de parámetros de convertidores CD/CD resonantes con PFC.	32
Tabla 3.1. Comparación de características de diferentes tanques resonantes	43
Tabla 4.1. Parámetros de diseño del convertidor CD/CD resonante LLC propuesto	45
Tabla 4.2. Datos del transformador previamente fabricado.	51
Tabla 5.1. Parámetros del convertidor CD/CD resonante LLC propuesto	61
Tabla 5.2. Componentes del prototipo.	61
Tabla 5.3. Características del MOSFET IRLR8726	65
Tabla 5.4. Características del diodo Schottky SiC C3D02060F.	67

## Notación

### Acrónimos

CD/CD	Corriente directa a corriente directa (Direct current to direct current).
LED	Diodo emisor de luz (Light Emitting Diode).
MOSFET	Transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor ( <i>Metal-oxide-semiconductor field-effect transistor</i> ).
IGBT	Transistor bipolar de puerta aislada (Insulated-gate bipolar transistor).
PWM	Modulación por ancho de pulso (Pulse width modulation).
AM	Modulación en amplitud (Amplitude modulation).
SR	Rectificador síncrono (Synchronous Rectification).
ZVS	Conmutación de cero voltaje o tensión cero (Zero voltage switching).
ZCS	Conmutación de cero corriente (Zero current switching).
FHA	Aproximación al primer armónico (First harmonic approximation).
EMI	Interferencia electromagnética (Electromagnetic Interference).
BJT	Transistor de unión bipolar (Bipolar Junction Transistor).
PN	Unión de material N y P para fabricación de un diodo o LED.
NPN	Unión de material N y P en diferentes capas para fabricación de un BJT.
MKP	Condensadores de película de polipropileno metalizado (Metallized Polypropylene Film Capacitors).
SMPS	Fuentes de alimentación conmutadas (Switched-mode power supply).
PF	Factor de potencia (Power factor).
PFC	Corrección del factor de potencia (Power factor correction).
THD	Distorción armónica total (Total harmonic distortion).
SiC	Carburo de silicio.
GaN	Nitruro de galio.
РСВ	Placa de circuito impreso (Printed circuit board)

### Variables

$V_{CD} = V_{in}$	Voltaje de entrada de corriente directa.
P <sub>in</sub>	Potencia de entrada en Watts [W].
R	Resistencia eléctrica en Ohms [Ω].
L	Inductancia o inductor en Henrios $[H]$ .
С	Capacitancia o capacitor en Faradios [F].
X <sub>L</sub>	Reactancia inductiva en Ohms [ $\Omega$ ].
X <sub>C</sub>	Reactancia capacitiva en Ohms [ $\Omega$ ].

ω	Frecuencia angular en radianes sobre segundo $\left[\frac{rad}{s}\right]$ .
ωο	Frecuencia de resonancia angular en radianes sobre segundo $\left[\frac{rad}{s}\right]$ .
f <sub>o</sub>	Frecuencia de resonancia en Hertz $[Hz]$ .
$f_{sw}$	Frecuencia de conmutación en Hertz $[Hz]$ .
Q	Factor de calidad.
$Q_s$	Factor de calidad de un circuito RLC serie.
$Q_p$	Factor de calidad de un circuito RLC paralelo.
$W_L$	Energía almacenada en un inductor.
W <sub>c</sub>	Energía almacenada en el capacitor.
$W_R$	Potencia promedio absorbida por una resistencia.
V <sub>s</sub>	Fuente de voltaje senoidal o de AC en Volts $[V]$ .
V <sub>p</sub>	Voltaje pico de una fuente de voltaje de AC en Volts [V].
$I_r$	Corriente resonante en Amperes [A].
V <sub>AK</sub>	Voltaje entre ánodo-cátodo de un diodo en Volts [V].
V <sub>DS</sub>	Voltaje entre drenaje y fuente de un MOSFET en Volts [V].
I <sub>d</sub>	Corriente de drenaje en un MOSFET en Amperes [A].
$P_{DS}$	Potencia disipada entre drenaje y fuente de un MOSFET en Watts $[W]$ .
R <sub>DS(on)</sub>	Resistencia de encendido de un MOSFET en Ohms [ $\Omega$ ].
di/ dt	Pendiente de corriente.
$dv_{dt}$	Pendiente de voltaje.
$V_D$	Voltaje en el LED en Volts [V].
V <sub>th</sub>	Voltaje de umbral en Volts [V].
I <sub>D</sub>	Corriente en el LED en Amperes [A].
Is	Corriente de saturación inversa en Amperes [A].
q	Carga del electrón.
ξ	Factor de idealidad.
k	Constante de Boltzman.
Т	Temperatura Kelvin [K]
R <sub>d</sub>	Resistencia dinámica del LED en Ohms $[\Omega]$ .
<b>R</b> <sub>LED</sub>	Resistencia equivalente de un LED en Ohms $[\Omega]$ .
L <sub>lk</sub>	Inductancia de fuga o dispersión de un transformador en Henrios [H].
L <sub>m</sub>	Inductancia magnetizante de un transformador en Henrios $[H]$ .
L <sub>r</sub>	Inductor o inductancia resonante en Henrios $[H]$ .
C <sub>r</sub>	Capacitor resonante en Faradios [F].
n	Relación de transformación de un transformador
L <sub>sec</sub>	Inductancia del devanado secundario de un transformador en Henrios [H].
V <sub>sq</sub>	Función cuadrada unipolar generada por el inversor medio puente.

Función cuadrada simétrica entre las terminales del transformador.
Valor eficaz o RMS de la fundamental de entrada al tanque resonante considerando el modelo FHA.
Valor eficaz de la tensión de salida equivalente considerando el modelo FHA.
Valor eficaz de la corriente de salida equivalente considerando el modelo FHA.
Resistencia equivalente o de AC considerando el modelo FHA.
Corriente pico soportada por los diodos rectificadores en [A].
Ganancia o función de transferencia de un tanque LLC.
Relación de inductancia o inductancia normalizada
Frecuencia normalizada.
Factor de calidad de un tanque LLC.
Función de transferencia normalizada.
Voltaje de salida del convertidor en Volts $[V]$ .
Corriente de salida del convertidor en Amperes [A].
Potencia de salida del convertidor en Watts [W].
Capacitor o filtro de salida del convertidor en Faradios $[F]$ .
Fuente de voltaje para conmutar el MOSFET en cargado de la atenuación.
Número de LEDs conectados en serie.
Capacitor de oscilación del driver en Faradios [F].
Resistencia de oscilación del driver en Ohms $[\Omega]$ .
Tiempo muerto en segundos [s].
Valor mínimo del capacitor de salida en Faradios [F].
Potencia requerida por el sistema en Watts $[W]$ .
Voltaje de salida máximo permitido en Volts [V].
Voltaje de salida minimo permitido en Volts [V].
Frecuencia de rectificación en Hertz $[Hz]$ .
Ciclo de trabajo.
Eficiencia del convertidor.

## Resumen

Los sistemas de iluminación electrónica por su volumen de producción son los sistemas de electrónica de potencia con más uso, lo que requiere sistemas de mayor eficiencia, mayor vida útil y de un menor tamaño y costo. Con el crecimiento de los sistemas fotovoltaicos y automotrices, que operan en un rango de voltaje de 12 a 24 V, surge la necesidad de contar con controladores LED capaces de transformar eficientemente el voltaje de CD de entrada en otro regulado de CD (CD/CD).

Los LEDs lideran actualmente los sistemas de iluminación electrónica. El principal desafío de las cargas LED es que un pequeño cambio en el voltaje de entrada produce un gran cambio en la corriente del LED, por lo tanto, el controlador LED debe mantener el voltaje y corriente regulados.

En convertidores CD/CD resonantes el fenómeno de resonancia, se aprovecha estratégicamente para obtener conmutaciones suaves de cero voltaje y cero corriente en los interruptores del convertidor. Este tipo de conmutaciones suaves vuelven viable conmutar a altas frecuencias los interruptores semiconductores. La alta frecuencia de conmutación permite usar bobinas y capacitores de tamaño y valores reducidos. La implementación de este tipo de convertidores es óptima debido a que cumplen con los requisitos previamente mencionados.

En este trabajo de tesis se presenta el análisis, simulación, diseño e implementación de un convertidor CD/CD resonante LLC de alta frecuencia. El enfoque de esta investigación se centra en alimentar un arreglo de LEDs en configuración serie, diseñado para sistemas de iluminación en faros automotrices.

La estructura del convertidor está conformada por un inversor medio puente alimentado por una fuente de 12 V. En las terminales de salida del inversor se conecta un tanque LLC en configuración serie que también funciona como etapa de aislamiento, seguido de una etapa de rectificación con diodos. Además se implementa una etapa de atenuación por modulación de ancho de pulso (PWM) mediante un interruptor conectado en serie a la carga LED.

Se propone elevar el voltaje de 12 V a 50 V para energizar un arreglo de LEDs de potencia en configuración serie. La frecuencia de resonancia del tanque LLC y la frecuencia de conmutación del inversor resonante están fuera del rango de radio frecuencia de AM (525 kHz–1.705 MHz). El sistema de atenuación PWM en serie con la carga LED opera a una frecuencia de 200 Hz.

El convertidor propuesto es capaz de lograr conmutaciones suaves en los dispositivos semiconductores del convertidor, la frecuencia de conmutación del inversor resonante es de 360 kHz. La tensión de salida es de 50 V, la corriente de salida es de aproximadamente 600 mA y la potencia de salida es de aproximadamente 30 W. La eficiencia pico o máxima del convertidor es de 80% en función del ciclo de trabajo. La implementación de atenuación PWM funciona adecuadamente en un rango del 10% al 100% de ciclo de trabajo.

## Abstract

The electronic lighting systems currently lead the field in power electronics due to their high production volume. This necessitates systems that are more efficient, have a longer lifespan, and are smaller and more cost-effective. With the growth of photovoltaic and automotive systems operating in a voltage range of 12 to 24 V, there is a need for LED controllers capable of efficiently transforming the input DC voltage into another regulated DC voltage (DC/DC).

LEDs currently dominate electronic lighting systems. The primary challenge with LED loads is that a small change in the input voltage results in a significant change in LED current. Therefore, the LED controller must maintain regulated voltage and current.

In resonant DC/DC converters, the resonance phenomenon is strategically exploited to achieve smooth zero-voltage and zero-current switching in the converter semiconductors. This type of soft switching makes it feasible to switch semiconductors at high frequencies. The high switching frequency allows for the use of smaller-sized coils and capacitors. The implementation of such converters is optimal because they meet the aforementioned requirements.

This thesis work presents the analysis, simulation, design, and implementation of a high-frequency resonant LLC DC/DC converter. The focus of this research is on powering a series-configured array of LEDs designed for lighting systems intended for automotive headlights.

The converter structure consists of a half-bridge inverter powered by a 12 V source. At the output terminals of the inverter, a series-configured LLC tank is connected, which also serves as an isolation stage, followed by a rectification stage with diodes. Additionally, a pulse width modulation (PWM) dimming stage is implemented using a switch connected in series with the LED load.

The goal is to raise the voltage from 12 V to 50 V to power a series-configured array of power LEDs. The resonance frequency of the LLC tank and the frequency of the resonant inverter are outside the AM radio frequency range (525 kHz–1.705 MHz). The system dimming in series with the LED load operates at a frequency of 200 Hz.

The proposed converter can achieve soft switching. The switching frequency of the resonant inverter semiconductors is 360 kHz. The output voltage is 50 V, the output current is approximately 600 mA, and the output power is approximately 30 W. The peak or maximum efficiency of the converter is 80% as a function of the duty cycle. The PWM dimming implementation works effectively in a duty cycle range of 10% to 100%.

## **Objetivos de la Tesis**

### **Objetivo general**

• Estudiar y diseñar un convertidor CD/CD resonante LLC en alta frecuencia para sus aplicaciones en LEDs de potencia en configuración serie.

### **Objetivos específicos**

- Analizar los tanques resonantes LC serie, LC paralelo y LLC serie.
- Seleccionar un tanque resonante el cual presente características óptimas para ser implementado en un convertidor CD/CD resonante con carga LED.
- Desarrollar un prototipo experimental para obtención de resultados.
- Implementar atenuación PWM en serie a la carga LED.
- Obtener curvas de eficiencia.

# Capítulo

# 1. Introducción

En este capítulo, se abordan y definen algunos de los conceptos fundamentales que constituyen el estudio de convertidores resonantes CD/CD destinados a sistemas de iluminación LED en alta frecuencia.

### 1.1 Estructura de un convertidor resonante CD/CD

Un convertidor resonante CD/CD está conformado por tres etapas, enlistadas a continuación:

- Etapa inversora.
- Tanque resonante.
- Etapa de rectificación.

Entre la etapa inversora y la de rectificación, se integra una red resonante. Esta red tiene la función de acoplar impedancias en ambas etapas y, además, ofrece la posibilidad de utilizar transformadores para aislar galvánicamente las dos etapas del convertidor CD/CD resonante. La Figura 1.1 presenta un diagrama a bloques de este tipo de convertidor [1].



Figura 1.1. Esquema generalizado de convertidores CD/CD resonantes.

### 1.2 Etapa inversora

En convertidores CD/CD resonantes para sistemas de iluminación LED no es común encontrar en la literatura topologías inversoras especializadas como las empleadas para inyección a la red sin trasformador, topologías trifásicas o bien multinivel, y se centra únicamente en las topologías monofásicas más empleadas, como:

- Inversor medio puente.
- Inversor medio puente asimétrico.
- Inversor puente completo.

Es importante destacar que la aplicación específica abordada en este trabajo se centra en sistemas de iluminación LED para faros automotrices. Para otros tipos de aplicaciones, como aquellas que requieren un control más complejo de los interruptores o que involucran topologías trifásicas, se emplean diferentes configuraciones y modulaciones.

### **1.2.1** Inversor medio puente

En la Figura 1.2 se muestra el diagrama de un inversor medio puente, este convertidor es uno de los más básicos en el estudio de inversores. Está constituido por dos interruptores que pueden ser MOSFETs o IGBTs, la selección de uno u otro dependerá del nivel de potencia y frecuencia de conmutación a implementar una fuente de CD de entrada que es dividida a la mitad por un divisor capacitivo.

El control de este convertidor emplea pulsos de disparo complementarios en la compuerta de los MOSFETs con un tiempo muerto, para evitar cortocircuitos en la fuente de entrada. La Figura 1.2 incluye gráficas de forma de onda del voltaje de salida simétrico con un valor de amplitud máximo de  $\frac{V_{CD}}{2}$ . Para aplicaciones de baja potencia esta topología suele ser suficiente, sin embargo, es necesario diseñar un circuito o usar un controlador de compuerta adecuado para poder disparar el MOSFET flotado o de lado alto [2].



Figura 1.2. Diagrama de un inversor medio puente.

#### 1.2.2 Inversor medio puente asimétrico

En la Figura 1.3 se muestra el diagrama de un inversor medio puente asimétrico, al igual que en el caso anterior está constituido por dos interruptores; sin embargo, la fuente de entrada no es dividida a la mitad por un divisor capacitivo, el control de los interruptores es el mismo que el del inversor medio puente, la salida es una señal cuadrada que oscila entre  $V_{CD}$  y 0.



Figura 1.3. Diagrama de un inversor medio puente asimétrico.

En este convertidor, para lograr la tensión de salida simétrica de amplitud máxima de  $\frac{V_{CD}}{2}$ , se emplea un capacitor en serie a la salida para que filtre la componente de CD del inversor [3].

Este tipo de convertidor es empleado en convertidores CD/CD resonantes. Debido al capacitor empleado como filtro de la componente de CD, se puede diseñar una red o tanque resonantes que responderá a la frecuencia de conmutación de los interruptores, es decir, la frecuencia de conmutación será igual o muy próxima a la de resonancia del tanque.

### 1.2.3 Inversor puente completo

En la Figura 1.4 se muestra el diagrama de un inversor puente H o puente completo. En la imagen se aprecia la forma de control de los interruptores y la tensión de salida simétrica con un valor de tensión máximo de  $V_{CD}$ . Este inversor consiste en dos inversores medio puente en paralelo a la fuente de CD de entrada, en el punto central de cada inversor medio puente se conecta la carga [2].



Figura 1.4. Diagrama de un inversor puente H o puente completo monofásico.

Este convertidor se puede emplear en sustitución al medio puente, cuando se requiera una mayor potencia de salida.

### **1.3** Tanque resonante

La resonancia es una condición en circuitos con elementos pasivos (resistencias, bobinas y capacitores) que constituyen circuitos arreglados en serie, paralelo o mixtos en donde las reactancias capacitivas e inductivas se anulan entre sí, dando lugar a una impedancia resistiva [4]. Otra definición válida menciona que; un circuito es resonante, cuando la tensión y la corriente entre sus terminales de entrada están en fase [5].

Los tanques resonantes son utilizados como circuitos de sintonización de radio, filtros de señales, circuitos osciladores y convertidores electrónicos de potencia para mejorar la eficiencia de la conversión de energía [4].

De acuerdo con la definición anterior, un circuito RLC serie o paralelo resonante, se puede llamar también, tanque resonante, pues estos circuitos tienen una frecuencia natural de oscilación en donde se dice que son capaces de almacenar y transferir energía de una manera eficiente.

La función de cada elemento pasivo en un tanque resonante y en general en cualquier circuito se definen a continuación:

- **Inductor:** Este es un componente que almacena energía en forma de campo magnético cuando se le aplica una corriente eléctrica.
- **Capacitor:** Este elemento almacena energía en forma de campo eléctrico cuando se le aplica una tensión o voltaje entre sus terminales.
- Resistencia: Este elemento se opone al paso de la corriente eléctrica y no es capaz de almacenar energía. Sin embargo, para tanques resonantes, sirve para analizar como elemento parásito el comportamiento más real de los tanques resonantes, pues es de conocimiento general que los inductores tienen una resistencia serie asociada al enrollamiento del alambre utilizado para su construcción, el capacitor presenta una resistencia serie equivalente y en general todo cable, conexión y carga empleado en un circuito exhiben cierta resistencia eléctrica por naturaleza.

En la Figura 1.5 se muestran los diagramas de un tanque resonante RLC serie y paralelo.



Figura 1.5. Esquemas de un circuito resonante RLC serie y paralelo.

Según la definición previa, para encontrar la frecuencia de resonancia de un circuito eléctrico compuesto de elementos pasivos como los mostrados en la Figura 1.5; la reactancia inductiva y capacitiva, deben ser de la misma magnitud. La Ecuación (1.1) expresa matemáticamente lo mencionado anteriormente.

$$X_L = X_C \tag{1.1}$$

Donde:

 $X_L = \omega_0 L$  es la reactancia inductiva.

 $X_C = \frac{1}{\omega_0 C}$  es la reactancia capacitiva.

 $\omega_0$  es la frecuencia de resonancia angular expresada en radianes sobre segundo  $\left[\frac{rad}{s}\right]$ .

L es el valor de la inductancia expresada en Henrios [H].

C es el valor de capacitancia expresada en Faradios [F].

De la Ecuación (1.1) se aplican las definiciones anteriores y se obtiene la Ecuación (1.2), que es la expresión para poder calcular el valor de la frecuencia de resonancia angular de los circuitos de la Figura 1.5:

$$\omega_{\rm o} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{1.2}$$

La frecuencia de resonancia angular esta expresada en radianes sobre segundo, la magnitud de esta variable puede expresarse en Hertz, considerando que:

 $\omega_{o} = 2\pi f_{o}$ , donde  $f_{o}$  es la frecuencia de resonancia expresada en Hertz [Hz].

Entonces la Ecuación (1.3), expresa la frecuencia de resonancia para los circuitos de la Figura 1.5.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\tag{1.3}$$

El análisis previo sirve como introducción al estudio de tanques resonantes implementados en convertidores electrónicos de potencia resonantes, donde la frecuencia de conmutación de los interruptores en el convertidor es la misma que la de resonancia.

Se presento un ejemplo para plantar la idea de resonancia, el procedimiento es el mismo para otro tipo de tanques resonantes, sin embargo, debido a la configuración del circuito se pueden obtener expresiones diferentes.

Un subtema importante en el estudio de tanques resonantes es el factor de calidad, definido como una relación entre la energía máxima almacenada que oscila entre la bobina, el capacitor (energía reactiva) y la energía que se disipa por ciclo de oscilación, la Ecuación (1.4) expresa matemáticamente este concepto [4].

$$Q = 2\pi \frac{Pico \ de \ energía \ almacenada \ en \ el \ circuito}{Disipación \ de \ energía \ por \ el \ circuito}_{en \ un \ periodo \ de \ resonancia}$$
(1.4)

Cuanto mayor sea el valor Q, mejor será la acción del filtro, por lo tanto, es más fácil controlar la tensión y potencia de salida mediante un pequeño cambio en la frecuencia del tanque resonante [6].

En un tanque resonante, la energía se almacena únicamente en el inductor y capacitor del circuito; por lo tanto, el factor de calidad puede expresarse en función de la energía instantánea asociada a cada uno de los componentes reactivos y la potencia promedio disipada por la resistencia, como se indica en [5].

En la Ecuación (1.5) se describe cuánto vale la energía almacenada en el inductor cuando este contiene toda la energía en un ciclo de resonancia.

$$W_{L} = \frac{1}{2}Li_{L}^{2} = \frac{1}{2}L\left(\frac{1}{L}\int v \, dt\right)^{2} = \frac{1}{2L}\left[\frac{RI_{p}}{\omega_{0}}sen\left(\omega_{0}t\right)\right]^{2} = \frac{I_{p}^{2}R^{2}C}{2}sen^{2}\omega_{0}t \qquad (1.5)$$

En la Ecuación (1.6) se describe cuánto vale la energía almacenada en el capacitor cuando este está cargado en un ciclo de resonancia.

$$W_{C} = \frac{1}{2}Cv_{2} = \frac{I_{p}^{2}R^{2}C}{2}\cos^{2}(\omega_{0}t)$$
(1.6)

En la Ecuación (1.7) se describe cual es el valor de la potencia promedio absorbida por la resistencia por un periodo de resonancia.

$$W_{R} = P_{R}T_{o} = \frac{1}{2}I_{p}^{2}RT_{o}$$
(1.7)

Al emplear la Ecuación (1.5) y la Ecuación (1.7), la Ecuación (1.8) expresa el factor de calidad para el tanque RLC serie  $Q_s$  representado en la Figura 1.5.

$$Q_s = 2\pi \frac{W_L}{W_R} = \frac{X_L}{R} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC}$$
 (1.8)

Usando las Ecuaciones (1.5) a (1.7) se obtiene la Ecuación (1.9) que expresa el factor de calidad para el tanque RLC paralelo  $Q_p$ .

$$Q_p = 2\pi \frac{W_L + W_C}{W_R} = \frac{R}{X_L} = \frac{R}{\omega_0 L} = \omega_0 RC$$
(1.9)

En estos subtemas se abordó el tema de tanques resonantes debido a que es una etapa primordial en el desarrollo de un prototipo de convertidor CD/CD resonante.

El fenómeno de resonancia se aprovecha en convertidores electrónicos de potencia para transformar de una fuente de CD a otro nivel de CD. En la etapa inversora de estos convertidores se genera una onda cuadrada con una frecuencia igual a la frecuencia de conmutación de los interruptores. Esta forma de onda cuadrada excita un tanque resonante cuya frecuencia de resonancia puede ser menor o mayor que la frecuencia de conmutación, pero esta frecuencia de conmutación siempre debe estar cerca de la frecuencia de resonancia.

Así esto permite la conmutación a altas frecuencias de los interruptores semiconductores, al mismo tiempo que se obtienen conmutaciones suaves en estos debido a la corriente resonante desfasada del tanque. Este aspecto se traduce en convertidores de dimensiones compactas que emplean filtros de salida con valores reducidos. El resultado es una alta eficiencia y una vida útil prolongada, ya que se reemplazan capacitores electrolíticos de baja confiabilidad por capacitores del tipo MKP.

La comprensión detallada de la etapa del tanque resonante en convertidores CD/CD resonantes resulta fundamental. En este subtema se han presentado como ejemplo el tanque RLC serie y paralelo respectivamente, que sirven como referencia para explicar los conceptos de frecuencia

de resonancia y factor de calidad. Estas variables cambian en función del tipo de tanque resonante tratado, pero ayudan en el proceso de diseño del tanque. En los siguientes capítulos estos conceptos son empleados junto con consideraciones adicionales que ayudan a normalizar las curvas de ganancia de varios tanques resonantes para su estudio.

### 1.4 Etapa rectificadora

La última etapa de un convertidor CD/CD resonante es la rectificación de la onda simétrica de voltaje cuadrada y debido a la resonancia se presenta la componente fundamental de la corriente, esta última tiene forma sinusoidal.

Existen diferentes tipos de rectificadores estudiados ampliamente en la literatura [7],[8]. Para convertidores CD/CD resonantes, se implementan dos tipos de técnicas de rectificación, conocidas como:

- Rectificación convencional (usa diodos rectificadores).
- Rectificación síncrona (usa MOSFETs).

Estas técnicas de rectificación son ampliamente usadas en convertidores resonantes y en otras aplicaciones; se les puede ver en, configuraciones tanto monofásicas como trifásicas. Para el caso particular de este trabajo, solo se consideran las monofásicas más empleadas en la literatura que son:

- Rectificador de onda completa con transformador con derivación central.
- Rectificador de onda completa o puente rectificador.

La selección de un tipo de rectificador a implementar va a depender meramente de la potencia de salida requerida. El primer tipo de rectificador mencionado es útil en aplicaciones de baja potencia (< 100 W), en cambio, para aplicaciones que demandan una mayor densidad de potencia se implementa el segundo tipo de rectificador (hasta 1000 kW) [7].

### 1.4.1 Rectificación convencional

Esta técnica de rectificación de alta frecuencia hace uso de diodos para convertir una señal de corriente alterna en una señal unidireccional. La Figura 1.6 muestra el diagrama eléctrico de un rectificador de onda completa que emplea un transformador con derivación central; en la misma imagen, se pueden apreciar sus formas de onda más características. Este rectificador está conformado por dos diodos, cada diodo conduce cuando entre sus terminales entra el semiciclo positivo de los devanados secundarios del transformador.

La conducción se lleva a cabo de forma complementaria, es decir, cuando un diodo conduce el otro esta polarizado inversamente o lo que se conoce como condición de bloqueo, para este caso particular el voltaje entre ánodo y cátodo de los diodos cuando no conducen es  $-2V_p$ .



Figura 1.6. Rectificador de onda completa con transformador con derivación central.

Este rectificador destaca por su sencilla implementación. Se recomienda especialmente para potencias inferiores a 100 W, una elección que es de amplia aceptación en la literatura, sobre todo en el ámbito de sistemas de iluminación. Esto se debe al bajo consumo de potencia que presentan estos sistemas [9],[10].

La Figura 1.7 muestra el diagrama de un rectificador puente completo. En comparación con el rectificador anterior este implementa cuatro diodos para realizar la rectificación de una señal simétrica. El esfuerzo de cada diodo cuando están inversamente polarizados es la mitad que en el caso anterior, es decir, cuando los diodos están en condición de reposo el voltaje soportado entre ánodo y cátodo es  $-V_p$ . Los diodos de este rectificador conducen de forma complementaria, primero conduce el par de diodos  $D_1$  y  $D_2$ , mientras que los diodos  $D_4$  y  $D_3$  están en condición de bloqueo soportando entre sus terminales el semiciclo positivo de la tensión de entrada.



Figura 1.7. Puente rectificador con rectificación convencional.

Es común encontrar la implementación de este tipo de rectificador en convertidores CD/CD resonantes, especialmente cuando la densidad de potencia es elevada. En la literatura se encuentra la implementación de este tipo de rectificador en convertidores CD/CD resonantes con 500-740V / 1kW en la salida para aplicaciones como turbinas de viento [11],[12].

#### 1.4.2 Rectificación síncrona

Con el fin de minimizar las pérdidas de conducción, se ha propuesto la implementación de un rectificador síncrono (SR) en lugar del tradicional rectificador de diodos, este tipo de técnica de rectificación también se conoce como rectificación forzada PWM o activa. Según la estrategia de control, su configuración de entrada y salida, un rectificador conmutado puede operar como inversor o como rectificador [6],[7]. La idea es que, si un MOSFET se enciende y apaga de manera sincronizada con el diodo rectificador, puede reemplazar efectivamente al diodo de un circuito rectificador.



Figura 1.8. Circuito equivalente para pérdidas por conducción: a) Diodo y b) MOSFET.

A diferencia de un diodo con una caída de voltaje fija y una resistencia  $R_d$  (véase la Figura 1.8 (a)), cuando el MOSFET está en modo de conducción, su caída de voltaje depende de su resistencia en estado activo  $R_{DS(on)}$  y la corriente instantánea, (véase la Figura 1.8 (b)). Cuando  $R_{DS(on)}$  es lo suficientemente baja, el MOSFET puede lograr una reducción significativa de las pérdidas de conducción. En la Figura 1.9 se grafican las pérdidas por conducción de un rectificador con diodos y otro mediante SR con MOSFETs, como se puede apreciar las pérdidas por conducción son significativamente menores en el caso del SR, debido a su baja resistencia  $R_{DS(on)}$  [13].



Figura 1.9. Pérdidas por conducción de un diodo y SR (MOSFET) [13].

De acuerdo con lo anterior, la rectificación síncrona puede significar un aumento considerable de la eficiencia en convertidores CD/CD resonantes. Para la implementación de dicho rectificador es necesario generar las señales de control de cada interruptor. Es importante considerar que el ciclo de trabajo de los interruptores del lado secundario del transformador se ajusta, según la forma de onda de corriente del lado secundario. Dado que esta forma de onda generalmente es cuasi senoidal o puede estar desfasada, esto hace que los puntos de activación y desactivación varíen para conseguir un voltaje de salida adecuado [14].

En la literatura se encontró que existen principalmente dos formas de generar los pulsos de disparo el control de los MOSFETs en un rectificador síncrono y son:

- SR impulsado externamente (EDSR): Las señales de control son generadas por un circuito externo, como un controlador integrado, que garantiza la sincronía de los disparos. Debido a que los disparos se generan en el lado primario del convertidor aislado galvánicamente, la implementación de esta técnica se complica debido al método para transmitir los pulsos de disparo al lado secundario donde se encuentran los MOSFETs usados para rectificar. Esto lo hace complejo y aumenta el costo [15],[16].
- SR autónomo (SDSR): En esta técnica las señales de control se obtienen directamente del lado secundario del transformador de potencia del convertidor, es decir no se necesita transmitir o aislar disparos [15],[16].

A continuación, se muestran algunos de los rectificadores síncronos que han sido reportados para diferentes aplicaciones en la literatura.

La Figura 1.10 muestra el diagrama de un rectificador síncrono de onda completa, este circuito está compuesto de dos MOSFETs para hacer la rectificación. Al igual que su análogo con diodos este circuito, los interruptores deben conmutar de forma complementaria. Cuando uno este apagado, el voltaje entre las terminales  $V_{DS} = -2V_p$ .



Figura 1.10. Rectificador síncrono de onda completa con transformador con derivación central.

Es importante mencionar que, durante el tiempo muerto empleado en el accionamiento de los interruptores de estos rectificadores, los diodos de libre circulación del MOSFET pueden entrar en conducción. Es necesario, hacer un análisis bien detallado de esto para evitar corto circuitos o funcionamientos indeseados del rectificador [14],[15].

Este tipo de rectificador síncrono tiene sus aplicaciones en convertidores resonantes de bajo voltaje de salida para circuitos integrados, microprocesadores y conjuntos de compuertas programables cuyo voltaje de operación es de 1.2 a 5 V con altas corrientes de salida. El uso de rectificación síncrona se propone para aumentar la eficiencia de esta clase de convertidores en sustitución de los diodos rectificadores [15].

La Figura 1.11 presenta el diagrama de un puente rectificador completo síncrono, si se observa la estructura de este rectificador se asemeja a un inversor puente H. Sin embargo, este convertidor contiene la misma configuración de MOSFETs de un puente H, pero la diferencia es que este en los puntos centrales de cada inversor medio puente se encuentra la fuente de corriente alterna, pues ahora esta configuración de MOSFETs es empleada para hacer rectificación.



Figura 1.11. Puente rectificador completo síncrono.

Este circuito es el análogo síncrono de un rectificador convencional puente completo a base de diodos, cuando están apagados los interruptores el voltaje máximo inverso que soportan es el de la fuente de entrada  $-V_p$ . La conducción de los interruptores de la Figura 1.11 es realizada de forma complementaria por cada rama de MOSFETs. Por ninguna circunstancia deben funcionar ambos MOSFETs de una misma rama al mismo tiempo.

Este tipo de rectificador es implementado como etapa de rectificación en diferentes referencias consultadas en la literatura. Por ejemplo, se implementa el puente rectificador completo síncrono en un convertidor CD/CD resonante CLLC para carga de baterías, otra aplicación

encontrada es en el desarrollo de un prototipo de convertidor CD/CD resonante LLC para hacer pruebas y optimización de un transformador de alta frecuencia para 800V / 1.2MHz [17],[18].

### 1.5 Conmutación dura

Los convertidores conmutados de CD/CD o CD/CA comúnmente son controlados mediante PWM. Cuando estos convertidores emplean este tipo de conmutación, los interruptores conmutan de forma dura, debido a que la corriente que fluye a través de ellos se superpone con la tensión que soportan cuando están apagados, debido a que la transición de encendido y apagado no es instantánea.

Este proceso se ilustra en la Figura 1.12, para la conmutación de un MOSFET en un circuito con conmutación dura, en dicha imagen se aprecia que hay una disipación de potencia cuando se apaga y enciende el dispositivo, lo cual afecta en las pérdidas por conmutación del convertidor que emplea este tipo de control en sus interruptores. Esto compromete la eficiencia del convertidor y puede generar interferencia electromagnética (EMI), producida debido a las grandes cambios de corriente  $\left[\frac{di}{dt}\right]$  y voltaje  $\left[\frac{dv}{dt}\right]$  [8],[10].



Figura 1.12. Ejemplo de conmutación dura en un MOSFET (Apagado/Encendido).

### 1.6 Conmutación suave de cero voltaje (ZVS)

Los convertidores conmutados mediante PWM presentan el problema de disipar grandes cantidades de energía al encendido o apagado de los interruptores. El aumento de la frecuencia en este tipo de convertidores eleva de forma lineal estas pérdidas por conmutación.

Una técnica para trabajar altas frecuencias y disminuir las pérdidas por conmutación es la implementación de técnicas de conmutación suave, con esto es posible mantener la alta frecuencia y es posible disminuir el tamaño de los capacitores, inductores y transformadores necesarios para el funcionamiento del convertidor.

En la Figura 1.13 se muestra el proceso de encendido y apagado de un MOSFET en un convertidor que implementa la técnica de conmutación suave de cero voltaje (ZVS). Como se puede apreciar, cuando el voltaje entre drenaje y fuente  $V_{DS}$  cae aproximadamente a cero, la corriente entre drenaje  $I_d$  del interruptor comienza a crecer de forma gradual, este proceso hace que sea suave el encendido del interruptor disipando muy poca energía que en algunos casos puede ser despreciable.



Figura 1.13. Ejemplo de conmutación suave a voltaje cero en un MOSFET (Encendido).

En la técnica de conmutación ZVS, se logra que el capacitor  $C_{oss}$  libere su energía antes de que el MOSFET se active, normalmente mediante la entrada en conducción del diodo de libre circulación del MOSFET. Es importante destacar que la operación ZVS solo elimina las pérdidas de encendido; aún persistirán las pérdidas de conmutación durante el apagado, que resultan de la superposición de  $V_{DS}$  e  $I_d$  como de la descarga de  $C_{oss}$  [10]. Otra característica es que este tipo de conmutación se presenta cuando la impedancia del tanque resonante tiene un comportamiento inductivo [19].

#### 1.7 Conmutación suave de cero corriente (ZCS)

Este tipo de conmutación suave se presenta cada que la corriente es cero mientras se da una transición en el estado del interruptor; es decir, para el caso de un MOSFET que presenta ZCS.

Se considera que conmuta de forma suave cuando al encender o apagar la corriente  $I_d$  que fluye a través de éste es cero. Este proceso se puede apreciar en la Figura 1.14.

En un convertidor resonante, este proceso solo se puede presentar en el encendido o en el apagado, pero no en ambas transiciones. Si es un convertidor resonante aislado, los interruptores del lado primario del transformador de aislamiento conmutan con ZVS en el encendido y los interruptores del lado secundario conmutan con ZCS en el apagado.

En la Figura 1.14 se muestra la transición de apagado con cero corriente de un MOSFET. Como se aprecia las pérdidas de conmutación en este caso son en el encendido y en el apagado, y se reducen hasta llegar al punto de ser despreciables o aproximadamente cero.

De acuerdo con [20], ZCS se usa para bajas frecuencias en convertidores que usan IGBTs debido a que este tipo de conmutación ayuda en el apagado a estos dispositivos debido a su cola de apagado.

Otra característica es que este tipo de conmutación se presenta cuando la impedancia del tanque resonante tiene un comportamiento capacitivo [19].



Figura 1.14. Ejemplo de conmutación suave a cero corriente en un MOSFET (Apagado).

De acuerdo con los temas tratados anteriormente, la frecuencia de conmutación y la resonancia de un tanque implican formas o técnicas de conmutación presentes en los interruptores, que son usados en la etapa inversora y de rectificación del convertidor.

Las diferentes etapas de un convertidor resonante han sido descritas. Las características de esta clase de convertidores son usadas para diseñar un controlador o fuente capaz de energizar un

arreglo de LEDs para faros automotrices. Resulta importante mencionar las características de un LED de potencia, dado que su comportamiento no puede ser considerado como una carga resistiva.

### 1.8 LED de potencia

Un LED de potencia se diferencia de un LED normal por la capacidad que tiene para conducir una mayor corriente y producir de forma más eficiente un mayor flujo luminoso. Es por esto, que un LED de potencia es construido con chips de una mayor área ( $>1mm \ x \ 1mm$ ), un lente óptico que mejora la proyección de la luz producida y la adición de un disipador de calor. La Figura 1.15 muestra una imagen con las principales partes de un LED de potencia [21],[22].



Figura 1.15. Partes de un LED de potencia Lumileds Luxeon.

Un LED (Lighting emiter diode, por sus siglas en inglés) es un diodo capaz de emitir luz visible o no visible cuando se aplica un voltaje entre sus terminales denominadas ánodo (+) y cátodo (-). Como se menciona este dispositivo es un diodo por lo tanto la Ecuación (1.10) de Schockey describe la relación que existe entre el voltaje en el diodo  $V_D$  y la corriente que fluye a través de este  $I_D$  [23].

$$I_D = I_S e^{\frac{qV_D}{\xi kT}} - I_S \tag{1.10}$$

Donde:

Is corriente de saturación inversa.

q es la carga del electrón.

 $\xi$  el factor de idealidad que usualmente oscila entre 1 a 7 [24].

*k* es la constante de Boltzman.

T es la temperatura Kelvin.

De la Ecuación (1.10) se considera que  $V_D$  es un valor siempre positivo, por lo tanto, el término exponencial de esta expresión crecerá rápidamente y esto podrá anular el efecto del segundo término, con estas consideraciones la Ecuación (1.10) se puede reescribir como se muestra en la Ecuación (1.11). Lo mencionado anteriormente puede consultarse en [23].

$$I_D = I_S e^{\frac{qV_D}{\xi kT}} \tag{1.11}$$

De la Ecuación (1.11) se obtiene la curva I-V característica del LED, podemos apreciar como es el comportamiento exponencial de la corriente conforme aumenta el voltaje que se aplica en las terminales ánodo-cátodo del LED.



Figura 1.16. Curva I-V de un LED.

En diseño de circuitos para controladores LED, es importante considerar que un LED no es una carga meramente resistiva. En la Figura 1.17 se muestra el diagrama equivalente de un LED también conocido como modelo linealizado por partes [24]. Como se observa este dispositivo es modelado mediante un diodo ideal, una resistencia dinámica  $R_d$  en serie y el voltaje de umbral  $V_{th}$  modelado mediante una fuente de tensión en serie a todos los elementos mencionados anteriormente. La finalidad de este modelo es acotar una zona lineal de la curva exponencial I-V de cualquier LED para hacer una aproximación mediante la selección del punto de operación nominal del LED y dos puntos equidistantes a este.



Figura 1.17. Modelo linealizado de curva I-V LED por partes.

Para obtener los valores de  $R_d$  y  $V_{th}$  del modelo linealizado por partes del LED, se utiliza la gráfica I-V característica de un LED como la mostrada en la Figura 1.17. Los dos puntos equidistantes al punto de operación nominal se unen por una recta punteada que es prolongada hasta hacer una intersección con el eje de las abscisas indicando el valor de  $V_{th}$ . Mediante este procedimiento, se determina el valor de la resistencia dinámica  $R_d$  usando la Ecuación (1.12) [24],[25],[26].

$$R_d = \frac{\Delta V_D}{\Delta I_D} = \frac{V_A - V_B}{I_A - I_B} \tag{1.12}$$

Analizando el modelo linealizado por partes de un LED que se muestra en la Figura 1.17. El voltaje en el LED  $V_D$  es igual a la suma del voltaje en la resistencia dinámica  $R_d$  y el voltaje de umbral del LED  $V_{th}$ . La Ecuación (1.13) muestra la expresión para el voltaje en el LED [23].

$$V_D = I_D R_d + V_{th} \tag{1.13}$$

Con esta relación un punto importante que se puede obtener para el desarrollo de prototipos y análisis de circuitos que incluyen a un LED como carga es la obtención de la resistencia equivalente de este, denominada como  $R_{LED}$ . La Ecuación (1.14) muestra dicha expresión.

$$R_{LED} = \frac{V_D}{I_D} = \frac{I_D R_d + V_{th}}{I_D} = \frac{V_{th}}{I_D} + R_d$$
(1.14)

Considerar la resistencia equivalente del LED  $R_{LED}$  implica un análisis y diseño más efectivo para convertidores destinados a energizar cargas LED. A diferencia de los convertidores
convencionales de CD, que suelen diseñarse para cargas resistivas, el proceso para cargas LED es distinto y requiere un enfoque basado en las curvas I-V proporcionadas por el fabricante para la selección de un punto de operación de este dispositivo.

### 1.9 Atenuación o dimming

Como se sabe hoy en día la iluminación LED ha desplazado casi por completo a las fuentes de iluminación tradicionales. El control de la intensidad luminosa en LEDs es un elemento clave en diversas aplicaciones.

Este control puede lograrse mediante controladores LED, que básicamente son convertidores electrónicos de potencia, utilizados para regular la potencia de uno o varios LEDs. La función principal de un controlador LED es proporcionar la corriente necesaria para ajustar la intensidad de flujo luminoso de los LEDs según sea necesario y al mismo tiempo que protege estos dispositivos de variaciones de corriente y voltaje [27].

De acuerdo con sus características eléctricas y ópticas el brillo de un LED está relacionado proporcionalmente en función de la corriente que fluye a través de este. En la literatura se presentan dos técnicas de dimming o atenuación para arreglos de LEDs, estas técnicas son:

- Atenuación modulada en amplitud (AM).
- Atenuación por modulación de ancho de pulso (PWM).

En la Figura 1.18 se representa esquemáticamente la atenuación modulada en amplitud, el brillo del LED se controla ajustando la amplitud de una corriente constante; un aumento en la corriente resulta en un brillo más intenso. Sin embargo, la atenuación modulada en amplitud presenta limitaciones en cuanto a resolución, especialmente a niveles de brillo bajos, y puede causar variaciones en la salida de color, lo que la hace menos adecuada para aplicaciones sensibles al color [24],[28].



Figura 1.18. Atenuación por AM.

En contraste, la atenuación PWM representada esquemáticamente en la Figura 1.19, mantiene una corriente constante mientras enciende y apaga los LEDs. La corriente promedio suministrada al LED, está relacionada proporcionalmente con el ciclo de trabajo; un ciclo de trabajo más alto resulta en un brillo más intenso. La atenuación PWM ofrece una gama más amplia de ajustes de brillo en comparación con la atenuación analógica, pero requiere un análisis de diseño más detallado [24],[29].



Figura 1.19. Atenuación por PWM.

En [29],[30] se menciona que los LEDs son dispositivos semiconductores con una respuesta más rápida para encenderse y apagarse en comparación con otras tecnologías de iluminación. Por lo tanto, el método de atenuación PWM que regula la luminosidad de un conjunto de LEDs ajustando el ciclo de trabajo, se considera más eficiente que el empleo de la atenuación analógica u otros métodos que modifiquen la amplitud de la corriente suministrada al conjunto de LEDs.

Para asegurar flujo luminoso uniforme en los conjuntos de LEDs, se propone la conexión en serie de múltiples LEDs, organizados en cadenas dispuestas en paralelo. Esto garantiza que todos los LEDs conectados en serie consuman una corriente uniforme, lo cual se traduce en un brillo homogéneo y proporcional al ciclo de trabajo [31].

La frecuencia del PWM dimming, debe ser lo suficientemente rápida como para que el parpadeo no sea perceptible por el ojo humano. En la literatura se consultó en varias referencias este dato y se reporta un rango de 120 Hz a 1 kHz para evitar el problema del parpadeo [32]-[33]. En otra fuente se sugiere una frecuencia de 10 kHz y además se menciona que si la frecuencia del PWM dimming es menor que 20 kHz existe la posibilidad de generar ruido audible debido a efectos magnéticos y piezoeléctricos en inductores y capacitores, respectivamente [34],[35].

Otra consideración importante del PWM dimming es que se deben emplear capacitores de salida con un valor alto cuando la frecuencia de este es baja, de forma contraria si la frecuencia es alta el valor del capacitor de salida será menor [34].

# Capítulo

## 2. Estado del Arte

A continuación se presenta un resumen del estado del arte en lo que respecta a los convertidores CD/CD resonantes destinados a sistemas de iluminación LED. Este capítulo se divide en dos subtemas, de acuerdo al ámbito de aplicación de estos convertidores. El primer ámbito y que es el de mayor interés para el desarrollo de este trabajo de tesis es el enfoque en sistemas automotrices. El segundo enfoque es en aplicaciones conectadas a la red donde se requiere de una etapa de corrección del factor de potencia (PFC). De ambos subtemas se presentan al final tablas con información referente a cada uno de los convertidores encontrados en la literatura.

#### 2.1 Convertidores CD/CD resonantes en sistemas de iluminación LED automotriz

Con el creciente avance de la tecnología de iluminación LED sus aplicaciones se han vuelto cada vez más comerciales, al grado que muchos fabricantes de vehículos han reemplazado el uso de lámparas halógenas por LEDs.

En sistemas automotrices la eficiencia y diseño compacto es requerido. Los convertidores resonantes son empleados como controladores LED, ya que estos cumplen con estas características.

En [33] se presenta la implementación de un convertidor CD/CD resonante LC<sup>3</sup>L para energizar faros automotrices. El diagrama de este convertidor se muestra en la Figura 2.1. Se observa una etapa inversora con un medio puente que genera la señal cuadrada que entra al tanque resonante LC<sup>3</sup>L, después se implementa una etapa rectificadora síncrona mediante dos MOSFETs con su correspondiente filtro de salida y la carga LED.



Figura 2.1. Diagrama del convertidor CD/CD resonante LC<sup>3</sup>L para faros automotrices.

El tanque LC<sup>3</sup>L es capaz de aumentar o disminuir el voltaje de entrada, es decir presenta ganancias menores o inferiores a "1". Otra característica importante para LEDs es que puede proporcionar una corriente constante para una amplia variación de voltaje de entrada manteniendo conmutación suave ZVS.

El diagrama de Bode presentado en la Figura 2.2 corresponde a la impedancia de entrada del tanque  $LC^{3}L$  medida con un analizador de redes. En esta referencia mencionan que la impedancia de entrada puede ser representada matemáticamente por la Ecuación (2.1).

$$Z_{s}(j\omega) = j\omega L_{1} + \frac{1}{\omega C_{2}} \left| \left[ \frac{1}{\omega C_{3}} + \left( \frac{1}{\omega C_{4}} \right) \right] (\omega L_{2} + R_{r}) \right]$$
(2.1)

La Figura 2.2 muestra que la frecuencia de resonancia del tanque está aproximadamente a 1.8 MHz que es cuando la fase es "0". Se menciona que los interruptores del convertidor conmutan a 2 MHz.

La frecuencia de resonancia se presenta cuando la fase está en "0", a partir de ahí se traza una línea punteada de color azul para dividir en dos regiones el diagrama de Bode del tanque  $LC^{3}L$ .

- Región capacitiva: La fase se mantiene -90° lo cual indica que la corriente está adelantada respecto a la tensión, esto ocurre cuando la frecuencia de conmutación es menor que la de resonancia.
- Región inductiva: La fase se mantiene en 90° lo cual indica que la corriente está atrasada respecto a la tensión, esto ocurre cuando la frecuencia de conmutación es mayor que la de resonancia, y al tener un comportamiento inductivo se logra la conmutación ZVS.



Figura 2.2. Diagrama de Bode para la impedancia de entrada del tanque LC3L [33].

En [36] se presenta un convertidor CD/CD resonante con un tanque LLC doble para energizar un arreglo en serie de LEDs, el circuito propuesto en este trabajo se muestra en la Figura 2.3.



Figura 2.3. Convertidor CD/CD resonante con tanque doble LLC como controlador LED.

En esta referencia los autores implementan un tanque LLC doble con la finalidad de reducir el pico de corriente que suministra la fuente de entrada mejorando la eficiencia del sistema. Ambos tanques LLC funcionan exactamente con el mismo principio, por lo cual el análisis puede ser empleado para un solo tanque. Se obtiene la dinámica del convertidor para obtener el modelo en espacio de estados promedio del tanque resonante, ya que en este trabajo se implementa un control por corriente.

La corriente controlada es la consumida por la carga LED. Mediante el control por corriente, implementan atenuación. Según los resultados presentados, esta atenuación es en amplitud o análoga, lo que implica variar el nivel de voltaje de salida del convertidor, modificando consecuentemente el nivel de corriente que demanda la carga LED. En la Figura 2.4 se muestra un oscilograma señalando los diferentes niveles de atenuación implementados.



Figura 2.4. Corriente y voltaje de salida para el convertidor CD/CD resonante con tanque doble LLC bajo condiciones de atenuación [36].

En [37] los autores presentan un convertidor CD/CD resonante LCLC como controlador LED para aplicaciones automotrices. En la Figura 2.5 se muestra el diagrama del circuito del convertidor. Está conformado por un inversor medio puente, el tanque LCLC y una etapa de rectificación síncrona mediante un medio puente con MOSFETs.



Figura 2.5. Circuito del convertidor CD/CD resonante LCLC.

Este convertidor implementa atenuación en amplitud, es decir se modifica el nivel de corriente de salida suministrado al arreglo de LEDs para obtener un menor o mayor brillo en estos. Para hacer la atenuación se varía el ángulo de desfase entre la etapa rectificadora e inversora del convertidor. Esto se logra desfasando los pulsos de disparo del inversor y rectificador como se muestra en la Figura 2.6. Esto permite regular el nivel de corriente de salida del convertidor a la vez que se asegura de mantener conmutación suave de cero voltaje (ZVS). En la Figura 2.7 se muestra que el convertidor CD/CD resonante LCLC presenta su mayor nivel de corriente cuando  $\Phi = 90^{\circ}$ , por lo tanto, la capacidad de regulación de corriente para este convertidor está en el rango de cambio de fase de 0° a 90°. Después de los 90° se presentan conmutaciones duras afectando la eficiencia del convertidor.



Figura 2.6. Disparo de compuerta de lado alto para el MOSFET Q1 (inversor) y MOSFET Q3 (Rectificador).



Figura 2.7. Variación del nivel de corriente en función del cambio de fase entre el inversor y rectificador en el convertidor CD/CD resonante LCLC.

En este trabajo también se muestra un proceso de optimización para la selección del valor más adecuado para la inductancia  $L_1$  del convertidor CD/DC resonante LCLC. Cuando el valor de  $L_1$  es pequeño, la corriente de salida en el inversor tiende a tener un comportamiento no senoidal

aumentando las perdidas por conmutación en el inversor resonante. Para un valor alto de  $L_1$  la corriente de salida en el inversor presenta un comportamiento más semejante a una corriente senoidal como se muestra en el oscilograma de la Figura 2.8, sin embargo, se reporta que debido a esto la conmutación de cero voltaje puede presentarse de forma efectiva.



Figura 2.8. Formas de onda del convertidor CD/CD resonante LCLC [37].

En [26] se presentan varios convertidores CD/CD resonantes que implementan diferentes tanques resonantes, sin embargo, el que destaca de esta referencia es el que implementa una red resonante LCL-T. El diagrama del convertidor CD/CD resonante LCL-T se muestra en la Figura 2.9.



Figura 2.9. Circuito del convertidor CD/CD resonante LCL-T.

Al igual que el caso anterior este tipo de convertidor implementa atenuación en amplitud. Se logra mediante el desfase de los pulsos de compuerta de la etapa inversora y de rectificación. Sin embargo, a diferencia del convertidor LCLC, el convertidor resonante LCL-T presenta un comportamiento más inductivo cuando el desfase de estas etapas esta entre 90° a 180° como se muestra en la Figura 2.10. Debido al comportamiento inductivo del tanque se presentan conmutaciones de cero voltaje en los interruptores del convertidor.



Figura 2.10. Variación del nivel de corriente en función del cambio de fase entre el inversor y rectificador en el convertidor CD/CD resonante LCL-T.

En la Figura 2.11 se muestran las formas de onda del voltaje y corriente de salida en el inversor resonante LCL-T en conjunto de las formas de onda de voltaje y corriente de entrada al rectificador del convertidor. Se puede apreciar un comportamiento senoidal de la corriente resonante que es la que sale del inversor. El tanque LCL-T presenta una mejor forma de onda para la corriente resonante en comparación con la reporta para el convertidor con tanque LCLC.



Figura 2.11. Formas de onda del convertidor CD/CD resonante LCL-T [26].

Este subtema ha sido enfocado en sistemas de iluminación LED para faros automotrices que implementan un controlador LED a base de un convertidor CD/CD resonante, si bien existen otras referencias en donde también se diseña convertidores LED para faros automotrices estos no implementan convertidores CD/CD resonantes. De las referencias consultadas anteriormente en la Tabla 2.1 se comparan sus parámetros más importantes.

Referencia	Topología	η	f <sub>sw(max)</sub>	V <sub>in</sub>	Po	Vo	Io	#LEDs
[26]	LCL-T	91.1%	2 MHz	14 V	25 W	3.3 – 49.5 V	500 mA	1 – 15
[33]	LC <sup>3</sup> L	89.5%	2 MHz	$8-40 \ V$	25 W	$3-50 \mathrm{V}$	500 mA	1 – 12
[36]	Doble LLC	92%	120 kHz	9 – 16 V	30 W	90V	330 mA	30
[37]	LCLC	91.8%	2 MHz	14 V	25 W	3-50  V	500 mA	1 – 15

Tabla 2.1. Características de diseño de controladores CD/CD resonantes para LEDs en faros automotrices.

#### 2.2 Convertidores CD/CD resonantes con carga LED conectados a la red eléctrica

Los convertidores CD/CD resonantes tienen aplicaciones en sistemas de iluminación conectados a la red eléctrica, que implementan una etapa de corrección del factor de potencia para poder cumplir con estándares como IEC 61000-3-2 para dispositivos clase C (> 25 W). Esta normativa indica que el Factor de potencia debe ser mayor a 0.98 y la distorsión armónica total permitida deber inferior al 10% [25],[38].

Los convertidores CD/CD resonantes alimentados por la red eléctrica para energizar sistemas de iluminación LED son constituidos por dos etapas de potencia. La primera etapa corresponde a un circuito para la corrección del factor de potencia (PFC) que se encarga de rectificar el voltaje de la red eléctrica y regular la corriente de entrada al convertidor para cumplir estándares internación relacionados con la calidad de la energía. La segunda etapa corresponde a la implementación de convertidores CD-CD cuya función es transformar la tensión rectificada de la red, en otro nivel de tensión de CD regulado para energizar eficazmente una carga LED [25],[38].

En [25] los autores proponen el convertidor mostrado en la Figura 2.12. El convertidor está conformado el rectificador boost totem pole sin puente para PFC y una etapa CD/CD resonante con una configuración LLC serie. El convertidor presenta una modificación en la estructura del tanque LLC por la implementación del arreglo del MOSFET Q3 que conecta en paralelo un capacitor etiquetado como "Cs" al capacitor resonante "Ce" de tal forma que por medio del control de Q3 se crea una capacitancia resonante equivalente que modifica la frecuencia de resonancia del tanque LLC serie. Esta técnica es la misma que se aplica en convertidores con capacitores conmutados (SCC).



Figura 2.12. Circuito del convertidor resonante con rectificador boost PFC totem-pole sin puente y convertidor resonante SCC-LLC.

De los resultados reportados en la Figura 2.13 se muestran oscilogramas del voltaje y corriente de salida para un 75% y 100% de carga. Este trabajo no implementa atenuación, simplemente modifican la cantidad de LEDs conectados en la salida del convertidor. Se implementa un control que es capaz de mantener un voltaje constante independiente de la carga, de tal forma, que el convertidor se comporta como una fuente de voltaje constante. La corriente aumenta o disminuye conforme la cantidad de LEDs conectados. La distribución de pérdidas es mayor en el transformador con un 35%.

En la Figura 2.14 se muestra un oscilograma con las formas de onda del voltaje y corriente de entrada del convertidor. Se puede apreciar que el FP es alto considerando que las formas de onda del voltaje y corriente están prácticamente en fase. En la Tabla 2.2 se muestra un resumen de los parámetros más importantes reportados para este convertidor.



Figura 2.13. Voltaje y corriente de salida: a) 75% de carga y b) 100 de carga [25].



Figura 2.14. Voltaje y corriente de entrada [25].

En [38] los autores proponen el convertidor mostrado en la Figura 2.15. Es un convertidor alimentado por la red de suministro eléctrico seguido de una etapa de rectificación con un circuito del tipo charge-pump como método de PFC y una segunda etapa correspondiente a un convertidor CD/CD resonante serie clase DE.



Figura 2.15. Circuito del convertidor resonante serie clase DE con circuito tipo charge-pump para PFC.

De acuerdo con esta referencia el convertidor propuesto presenta conmutación suave de cero voltaje (ZVS) para todo el rango de carga, esto se traduce en pérdidas por conmutación reducidas. El convertidor funciona con una frecuencia de conmutación de 1 MHz empleando dispositivos de nitruro de galio (GaN). En la Tabla 2.2 se muestra un resumen de los parámetros más importantes reportados para este convertidor.

De los resultados reportados, en la Figura 2.16 se reportan dos oscilogramas donde se muestran las formas de onda del voltaje de entrada, corriente de entrada, voltaje en el capacitor de CD y el voltaje de salida del convertidor. Se puede apreciar que en ambos casos la corriente y el voltaje están prácticamente en fase, esto comprueba el alto FP reportado. El voltaje etiquetado con "VDC" es el voltaje en el capacitor con la etiqueta "Cdc" de la Figura 2.15. Se muestra que el control implementado logra mantener regulado el voltaje de salida en un nivel casi constante entre 47 V a 50 V.



Figura 2.16. Voltaje de entrada, corriente de entrada, voltaje en el capacitor de CD y el voltaje de salida: a) Para un voltaje de entrada de 253.78 Vrms y b) Para un voltaje de entrada de 236.45 Vrms [38].

En este trabajo se reporta implementación de atenuación PWM con una frecuencia de 20 KHz para controlar el flujo de potencia de salida del convertidor. La atenuación PWM es aplicada a la entrada ON/OFF del controlador de compuertas del convertidor. En la Tabla 2.2 se muestra un resumen con las características principales reportadas de este convertidor.

Referencia	Topología	FP	η	f <sub>sw(max)</sub>	V <sub>in</sub>	Vo	Io	Po
[25]	PFC boost + SCC-LLC	0.97	95%	200 kHz	220 Vrms	70 V	1.43 A	100W
[38]	PFC + clase DE	0.99	90%	1 MHz	230 Vrms	47 V	0.9 A	42 W

Tabla 2.2. Comparación de parámetros de convertidores CD/CD resonantes con PFC.

El único convertidor CD/CD resonante con tanque LLC encontrado en la literatura con aplicación en sistemas de iluminación LED automotriz implementa atenuación en amplitud. Sin embargo este convertidor tiene amplia aceptación como fuente de alimentación de alto factor de potencia en sistemas de iluminación LED, en sistemas de carga de baterías para vehículos eléctricos, fuentes para pantallas planas de TV, fuentes de alimentación para servidores, etc [39],[40],[41].

Con base en lo mencionado anteriormente el trabajo de esta tesis se enfoca en el desarrollo de un prototipo de convertidor CD/CD resonante con aplicaciones en sistemas de iluminación LED automotrices.

Capítulo

## **3. Estudio de Tanques Resonantes**

En capítulos anteriores se comentó que un convertidor CD/CD resonante está compuesto por una etapa correspondiente a un tanque resonante. Estos tanques resonantes pueden estar configurados en paralelo, en serie o en forma mixta, haciendo uso de elementos pasivos como inductores y capacitores. También es posible hacer configuraciones aisladas galvánicamente mediante la implementación de transformadores.

Los circuitos conocidos como tanques resonantes presentan un comportamiento particular cuando estos son excitados por una fuente pulsante con una frecuencia igual o muy próxima a la de resonancia del propio circuito, debido a esta resonancia la impedancia reactiva de los circuitos es de una magnitud pequeña y la corriente que fluye a través de dicho tanque suele tener una forma cuasi senoidal. Además de estas características, se presentan funciones de transferencia con curvas de ganancia que pueden ser aprovechadas a favor del diseño de un convertidor CD/CD resonante.

En este capítulo se describe a detalle el diseño y selección del tanque resonante para el convertidor CD/CD resonante a implementar para obtener resultados experimentales. Se muestra el proceso de linealización mediante la aproximación del primer armónico del circuito resonante y se obtienen curvas de ganancia normalizada en función de parámetros como el factor de calidad y frecuencia normalizada del tanque resonante LLC, LC serie y LC paralelo, todo esto con la finalidad de hacer una evaluación y selección del tanque más apropiado para ser implementado en un convertidor CD/CD resonante para aplicaciones en sistemas de iluminación LED.

La información que se usará a continuación ha sido consultada en [26],[41],[42].

### 3.1 Aproximación al primer armónico de un tanque resonante

La aproximación al primer armónico (FHA) es un procedimiento que tiene como objetivo principal la linealización del circuito del convertidor CD/CD resonante, simplificando así el cálculo de los elementos pasivos y la resistencia equivalente. Al llevar a cabo la linealización del circuito se logra obtener la función de transferencia del tanque resonante, considerando  $V_{ge}$  y  $V_{oe}$  como las componentes fundamentales de  $V_{sq}$  y  $V_{so}$ , respectivamente, como se ilustra en la Figura 3.1. En este caso se considera como ejemplo un tanque LLC, aunque el circuito puede ser aplicado a otros tanques resonantes, como LC serie o LC paralelo, como se abordará en los subtemas de este capítulo.

En la Figura 3.1 a) se ilustra el diagrama del convertidor propuesto; para facilitar el análisis, en la Figura 3.1 b) el circuito es simplificando sustituyendo el inversor medio puente por una fuente de onda cuadrada simétrica y las variables de salida del convertidor son referidas al lado primario del transformador ignorando los efectos del capacitor de salida y de las inductancias de dispersión del secundario. Entonces en la Figura 3.1 c) se muestra el resultado del circuito del convertidor FHA.

En el Anexo A se muestra el procedimiento para obtener la serie de Fourier de una señal cuadrada simétrica f(t) equivalente a  $V_{sq}$ , así como también el procedimiento para obtener el valor eficaz de la fundamental  $V_{ge}$ .



Figura 3.1. Transformación del convertidor original a un circuito equivalente usando FHA: a) Convertidor original, b) Circuito simplificado y c) Convertidor equivalente FHA.

De acuerdo con lo descrito anteriormente, la Ecuación (3.1) corresponde al valor eficaz o RMS de la fundamental  $V_{ae}$ .

$$V_{ge} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{CD} \tag{3.1}$$

La Ecuación (3.2) corresponde al valor eficaz de la tensión de salida equivalente considerando el modelo FHA.

$$V_{oe} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} n V_o \tag{3.2}$$

La Ecuación (3.3) corresponde al valor eficaz de la corriente de salida equivalente considerando el modelo FHA.

$$I_{oe} = \frac{\pi}{2n\sqrt{2}}I_o \tag{3.3}$$

En la Ecuación (3.2) y (3.3) aparece el término *n* que hace referencia a la relación de transformación del transformador y esta se expresa en la Ecuación (3.4).

$$n = \frac{V_{in}}{2V_o} \tag{3.4}$$

La resistencia equivalente puede ser expresada como en la Ecuación (3.5).

$$R_{eq} = \frac{V_{oe}}{I_{oe}} = \frac{8}{\pi^2} n^2 R_L$$
(3.5)

En la Ecuación (3.5) el término  $R_L$  hace referencia a la carga del convertidor  $R_L = \frac{V_o}{I_o}$  pero se sabe que esta carga no es meramente resistiva ya que el convertidor propuesto es para energizar un arreglo en serie de LEDs. Entonces  $R_L = R_{LED}$ . El proceso para obtener el valor de  $R_{LED}$  ha sido detallado en el tema de introducción titulado LED de potencia.

De acuerdo con el circuito mostrado en la Figura 3.1 c) se puede obtener la ganancia del tanque resonante expresada en la Ecuación (3.6). En dicho circuito se aplica un divisor de impedancias para obtener la ganancia o función de transferencia del tanque resonante.

$$A_{g_{LLC}} = \frac{V_{oe}}{V_{ge}} = \left| \frac{j X_{Lm} || R_{eq}}{\left( j X_{Lm} || R_{eq} \right) + j (X_{Lr} - X_{Cr})} \right|$$
(3.6)

Una práctica común en el análisis de convertidores resonantes es normalizar los circuitos para poder emplear ecuaciones normalizadas de diseño, para llevar a cabo este fin se hacen las siguientes consideraciones.

La relación de inductancia o inductancia normalizada  $L_n$  es la relación entre la inductancia resonante  $L_r$  y la inductancia magnetizante  $L_m$  se define en la Ecuación (3.7).

$$L_n = \frac{L_m}{L_r} \tag{3.7}$$

La relación de la frecuencia de conmutación del inversor  $f_{sw}$  y la frecuencia de resonancia  $f_o$  se denomina frecuecia normalizada  $\Omega$ , esta es expresada en la Ecuación (3.8).

$$\Omega = \frac{f_{sw}}{f_o} \tag{3.8}$$

Por último, el factor de calidad  $Q_e$  se expresa en la Ecuación (3.9).

$$Q_e = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{eq}} \tag{3.9}$$

En el desarrollo de este subtema se ha planteado el método de análisis de circuitos para convertidores CD/CD resonantes que emplea la aproximación al primer armónico para linealizar de forma equivalente los convertidores resonantes y poder obtener expresiones que nos permitan calcular los valores de los elementos resonantes. En los siguientes subtemas se presentan las

curvas de ganancia obtenidas mediante la aplicación de FHA para el tanque resonante LLC serie, LC serie y LC paralelo.

#### 3.2 Curvas de ganancia del tanque LLC serie

Las Ecuaciones (3.7) a (3.9) se sustituyen en (3.6) para obtener la función de transferencia normalizada  $A_{g_{LLC}}(\Omega, L_n, Q_e)$  del tanque resonante LLC expresada en la Ecuación (3.10).

$$A_{g_{LLC}}(\Omega, L_n, Q_e) = \left| \frac{L_n \Omega^2}{(L_n + 1)\Omega^2 - 1 + j[(\Omega^2 - 1)\Omega Q_e L_n]} \right|$$
(3.10)

La Ecuación (3.10) se gráfica en el software Matlab y se muestra en la Figura 3.2. Con esto se puede dar una breve explicación del comportamiento del tanque resonante LLC serie en función de la frecuencia normalizada y el factor de calidad  $Q_e$  manteniendo una relación fija de inductancia  $L_n = 5$ .

En la Figura 3.2 en el eje de las abscisas se muestra la frecuencia normalizada y en las ordenadas el valor de la ganancia del tanque resonante. Las curvas corresponden a diferentes valores de  $Q_e$ , se observa que al aumentar  $Q_e$  la ganancia del tanque resonante es menor, además de que el tanque se vuelve más selectivo en frecuencias ya que se vuelve más estrecho el ancho de banda.



Figura 3.2. Curvas de ganancia del tanque LLC en función de la frecuencia normalizada.

Se pueden apreciar en la Figura 3.2 tres zonas de operación del tanque resonante, se observa que hay dos regiones en donde se puede lograr la conmutación suave de cero voltaje ZVS, una

en color morado donde  $f_{sw} > f_o$ , esta región tiene mayor área y la ganancia es menor que "1". En cambio hay una pequeña zona en color azul en donde  $f_{sw} < f_o$  donde se puede apreciar que la ganancia del tanque va a ser mayor que "1". Esta zona permite la conmutación suave ZVS y es viable para que el convertidor eleve el voltaje. Por último, en color verde se muestra la región capacitiva donde se logra conmutación suave de cero corriente (ZCS) esto se produce cuando el convertidor se trabaja por debajo de la frecuencia de resonancia.

En la Figura 3.3 se muestran cuatro graficas con valores idénticos de factor de calidad. Sin embargo, para este caso se modifica la relación de inductancia  $L_n$ , para poder apreciar como este parámetro influye en el comportamiento del tanque LLC serie. En la gráfica para  $L_n = 5$ , la ganancia puede ser mayor a la unidad si se consideran valores de factor de calidad pequeños. Al analizar las curvas, conforme aumenta el parámetro  $L_n$ , el tanque resonante LLC serie tiende a comportarse como un tanque LC serie, ya que sus curvas presentan una ganancia máxima de "1". En cambio si el parámetro  $L_n < 5$  el comportamiento del tanque LLC serie tienden a tener la cresta de lado izquierdo y el tanque LC paralelo tiende a tener sus valores máximos de ganancia en el lado derecho.



Figura 3.3. Curvas de ganancia del tanque LLC para diferentes valores de  $L_n$ .

En [43] se muestra un resumen de cómo afecta el valor de  $L_n$  al tanque resonante LLC serie.

Para un nivel bajo de  $L_n$ :

- Alta ganancia útil para aplicaciones elevadoras de voltaje.
- Rango de frecuencia moderado.
- Buen rango de regulación de voltaje.
- Menor eficiencia en condiciones de baja potencia.
- La eficiencia mejora a carga completa operando por debajo de la frecuencia de resonancia.

Para un nivel alto de  $L_n$ :

- Mayor valor de inductancia magnetizante.
- Corriente de magnetización más baja debido a la alta impedancia de la inductancia magnetizante.
- Variación de frecuencia más amplia.
- El rango de regulación de voltaje no es bueno.
- Mayor eficiencia en condiciones de baja potencia.

#### 3.3 Curvas de ganancia del tanque LC serie

En la Figura 3.4 se muestra el diagrama equivalente de un tanque LC serie linealizado mediante el método de FHA, este circuito es analizado para obtener su función de transferencia con la finalidad de obtener sus curvas de ganancia normalizadas para observar el comportamiento del tanque en función del factor de calidad  $Q_s$  y la frecuencia normalizada  $\Omega$ .

El circuito de la Figura 3.4 es analizado mediante un divisor de voltaje por impedancias para obtener la función de transferencia normalizada  $A_{g_{LC-S}}$  del tanque LC serie, La Ecuación (3.11) describe la función de transferencia en función de las impedancias que conforman el tanque LC serie.

$$A_{g_{LC-S}} = \frac{V_{oe}}{V_{ge}} = \frac{R_{eq}}{R_{eq} + jX_{Lr} - jX_{Cr}}$$
(3.11)

Para hacer la normalización de la Ecuación (3.11) es necesario operar algebraicamente haciendo uso de la Ecuación (1.8) y Ecuación (3.8), dando como resultado la función de transferencia del tanque LC serie normalizada  $A_{q_{LC}-s}(\Omega, Q_s)$  expresada en la Ecuación (3.12).

$$A_{g_{LC-S}}(\Omega, Q_s) = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_s \left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right)^2}}$$
(3.12)

La Ecuación (3.12) se graficó en el software Matlab para obtener las curvas de ganancia, estas son mostradas en la Figura 3.5 Se puede apreciar distintas curvas para diferentes valores de  $Q_s$ , se tiene que este tanque no presenta una ganancia mayor a la unidad, otra característica es que

el ancho de banda de este tanque disminuye conforme aumenta el valor  $Q_s$  y la variación de frecuencia es amplia ya que no se presentan ganancias demasiado altas conforme aumenta o disminuye la frecuencia normalizada  $\Omega$ .



Figura 3.4. Circuito equivalente FHA para un tanque LC serie.



Figura 3.5. Curvas de ganancia del tanque LC serie en función de la frecuencia normalizada.

#### 3.4 Curvas de ganancia del tanque LC paralelo

En la Figura 3.6 se muestra el diagrama equivalente de un tanque LC paralelo linealizado mediante el método de FHA. Este circuito es analizado para obtener su función de transferencia con la finalidad de obtener sus curvas de ganancia normalizadas para observar el comportamiento del tanque en función del factor de calidad  $Q_p$  y la frecuencia normalizada  $\Omega$ .

El circuito de la Figura 3.4 es analizado mediante un divisor de voltaje por impedancias para obtener la función de transferencia normalizada  $A_{g_{LC-P}}$  del tanque LC paralelo. La Ecuación

(3.13) describe la función de transferencia en función de las impedancias que conforman el tanque LC paralelo.

$$A_{g_{LC-P}} = \frac{V_{oe}}{V_{ge}} = \frac{R_{eq}|| - jX_{Cr}}{jX_{Lr} + R_{eq}|| - jX_{Cr}}$$
(3.13)

Para hacer la normalización de la Ecuación (3.13) es necesario operar algebraicamente haciendo uso de la Ecuación (1.9) y Ecuación (3.8), dando como resultado la función de transferencia del tanque LC paralelo normalizada  $A_{g_{LC-P}}(\Omega, Q_p)$  expresada en la Ecuación (3.14).

$$A_{g_{LC-P}}(\Omega, Q_p) = \frac{1}{\sqrt{(1 - \Omega^2)^2 + \left(\frac{\Omega}{Q_p}\right)}}$$
(3.14)

La Ecuación (3.14) se graficó en el software Matlab para obtener las curvas de ganancia, estas curvas son mostradas en la Figura 3.7. Se puede apreciar distintas curvas para diferentes valores de  $Q_p$ . Este tanque presenta ganancias mayores a la unidad cuando  $Q_p > 1$ . Sin embargo, este tanque es sensible a cambios en frecuencia debido a que tiene pendientes demasiado inclinadas y ganancias de voltaje elevadas. Para el caso de sistemas de iluminación LED no es deseable este comportamiento debido a la sensibilidad de estos dispositivos a los cambios de voltaje y corriente. En caso contrario para  $Q_p < 1$  el tanque tiende a comportarse como un atenuador sin presentar ganancias de voltaje elevadas en prácticamente un rango amplio de frecuencia.



Figura 3.6. Circuito equivalente FHA para un tanque LC paralelo.



Figura 3.7. Curvas de ganancia del tanque LC paralelo en función de la frecuencia normalizada.

#### 3.5 Selección del tanque resonante para implementación experimental

En la Tabla 3.1 se resumen algunas de las principales características de tanques resonantes, el tanque seleccionado para el diseño e implementación en este trabajo de tesis es el LLC serie, este es uno de los tanques resonantes preferidos por la industria debido a su aislamiento, además de una alta eficiencia para aumentar o disminuir el voltaje de entrada [14],[44],[45].

En la Tabla 3.1 el tanque LLC es comparado con otras topologías de tanques resonantes, mostrando características superiores. Una característica importante es la capacidad que tiene para poder generar conmutaciones suaves en los dispositivos semiconductores, implementados para el diseño de un convertidor CD/CD resonante, pues los MOSFETs del lado primario del transformador encienden de forma suave con ZVS y los diodos rectificadores usados en los devanados secundarios apagan de forma suave con ZCS, esto vuelve eficiente el convertidor ya que las pérdidas por conmutación son mínimas [9],[44],[46].

Si bien en tema de frecuencia se puede decir que un tanque LLC no presenta una amplia variación, para aplicaciones en sistemas de iluminación LED es suficiente ya que como se ha revisado anteriormente la atenuación se lleva a cabo mediante PWM en serie con la carga LED y no variando la ganancia de voltaje mediante frecuencia, por lo tanto, el convertidor CD/CD resonante LLC en este trabajo se mantendrá en una frecuencia cerca de la de resonancia.

Tanque resonante	LC serie	LC paralelo	LLC	LCC	CLL
Diagrama					
Variación de frecuencia	Amplia	Amplia	Moderada	Estrecha	Moderada
Estrés de componentes (voltaje/corriente)	Muy bajo	Elevado	Bajo	Muy elevado	Elevado
ZVS (entrada)/ ZCS (salida)	ZVS	ZVS	ZVS y ZCS	ZVS	ZVS y ZCS

Tabla 3.1. Comparación de características de diferentes tanques resonantes.

## Capítulo

## 4. Simulación del Convertidor CD/CD Resonante LLC

En este capítulo se presenta la simulación del convertidor CD/CD resonante LLC propuesto. Se llevó a cabo utilizando el software LTspice, una herramienta de acceso libre proporcionada por Analog Devices. Se emplearon modelos reales de los componentes que se implementarán en el diseño del prototipo experimental.

Se proponen los valores de operación nominal del convertidor con base a lo consultado en el estado del arte de convertidores CD/CD resonantes para aplicaciones en sistemas de iluminación en faros automotrices, así como también los valores calculados para los elementos resonantes.

En esta sección, se incluye también la atenuación PWM en serie con la carga LED. Es relevante destacar que el pulso de baja frecuencia de la atenuación PWM está sincronizado con todo el convertidor. Es decir, el convertidor estará activo cada vez que el MOSFET que controla la carga LED esté conduciendo. Con esta modificación, no se afecta el funcionamiento del convertidor resonante LLC en ninguna de sus operaciones.

### 4.1 Propuesta de parámetros de salida del convertidor propuesto

De acuerdo con la Tabla 2.1 presentada en el estado del arte del presente trabajo de tesis, los parámetros de diseño del convertidor CD/CD resonante LLC se muestran en la Tabla 4.1. Los convertidores que son empleados para sistemas automotrices cumplen con un rango de potencia de salida de 30 - 40 W, la cantidad de LEDs conectados para consumir este nivel de potencia va a depender del tipo de LED y el nivel de voltaje de salida propuesto.

f <sub>o</sub>	$f_{sw}$	V <sub>in</sub>	Po	P <sub>o</sub> V <sub>o</sub>	
400 kHz	360 kHz	11 – 14 V	30 W	45 – 55 V	600 mA

Es relevante mencionar que existen dos parámetros importantes a considerar en diseño de convertidores LED para aplicaciones en faros automotrices. La primera consideración es que el diseño de estos convertidores debe emitir un flujo luminoso de aproximadamente 2000 lm. El segundo factor es que los MOSFETs empleados en los procesos de conmutación del convertidor operen en frecuencias fuera del rango de la banda de AM (525 kHz–1.705 MHz) [26],[47],[36].

### 4.2 Caracterización del LED Epistar 10W

Los parámetros de salida del convertidor fueron definidos en la Tabla 4.1, para poder realizar una simulación con condiciones más reales, es necesario definir el valor de la resistencia dinámica  $R_d$  del LED a implementar en las pruebas experimentales, para ello el LED disponible en el laboratorio es el LED EPISTAR de 10W. La curva I-V de este dispositivo es mostrada en la Figura 4.1.

Dentro de la Figura 4.1 se indican los puntos equidistantes al punto de operación nominal del LED, esto con la finalidad de obtener el valor de la resistencia dinámica  $R_d$ , cuyo procedimiento de cálculo fue expuesto en el Capítulo 1.



Figura 4.1. Curva I-V del LED Epistar 10W.

Usando la Ecuación (1.12) y considerando los puntos indicados en la Figura 4.1, el valor de la resistencia dinámica es calculado a continuación:

$$R_d = \frac{\Delta V_d}{\Delta I_d} = 7.472 \ \Omega$$

El valor  $R_d$  calculado previamente será de mucha importancia en los cálculos posteriores. En la Figura 4.2 se muestra un diagrama esquemático del convertidor y la carga LED conectada, de este diagrama podemos observar que el voltaje en el arreglo de LEDs es el voltaje de salida del convertidor, por lo tanto, se puede definir que  $V_D = V_o = 50 V$ , y usando la Ecuación (1.13) se puede obtener el número de LEDs que se puede conectar en serie en base a los cálculos realizados para el LED EPISTAR de 10 W.

La Ecuación (1.13) se le ha añadido un nuevo parámetro que es N, este parámetro hace referencia al número de LEDs que es posible conectar en un arreglo serie, dado el voltaje de salida y conociendo los valores de corriente nominal  $I_D = 600 mA$ , voltaje de umbral  $V_{th} =$ 6.2627 V y resistencia dinámica  $R_d = 7.472 \Omega$ , los cuales ya han sido indicados en la Figura 4.1. Entonces despejando N de la Ecuación (1.13)

$$V_D = N(I_D R_d + V_{th}) \therefore N = \frac{V_D}{(I_D R_d + V_{th})} = 4.652 \cong 5$$



Figura 4.2. Diagrama esquemático del convertidor propuesto y la carga LED.

Para un voltaje de salida de 50 V nominales se puede energizar un arreglo en serie de cinco LEDs del modelo EPISTAR 10 W. Ahora usando la Ecuación (1.14) se puede calcular el valor de la resistencia total  $R_{LEDs}$  del arreglo en serie de cinco LEDs. El cálculo se hace de la siguiente forma:

$$R_{LEDS} = \frac{N(I_D R_d + V_{th})}{I_D} = 89.357 \ \Omega$$

La resistencia equivalente derivada del análisis FHA puede ser expresada usando la Ecuación (3.5), esto bajo condiciones de carga nominal.

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} n^2 R_{LEDs} = 1.043 \ \Omega$$

Usando la misma Ecuación (3.5) se calcula el valor de  $R_{eq}$  para una sobre carga del 10%.

$$R_{eq(10)} = \frac{8}{\pi^2} n^2 \frac{N(1.10I_D R_d + V_{th})}{1.10I_D} = 0.99 \,\Omega$$

La gráfica mostrada en la Figura 4.3 corresponde a la curva del flujo luminoso  $\Phi$  emitido por el LED Epistar de 10 W en función de la corriente que fluye a través de este. Se observa que conforme aumenta la corriente a través del LED el flujo luminoso emitido será mayor. Con esta gráfica se puede justificar que si se mantiene una corriente constante en el LED el flujo luminoso también será constante.

La técnica de atenuación PWM de LEDs ofrece un promedio de la corriente total en función del ciclo de trabajo. Como el flujo luminoso emitido por el LED está en función de la corriente en este, la atenuación PWM también provocara un promedio del flujo luminoso en función del ciclo de trabajo.



Figura 4.3. Gráfica de flujo luminoso emitido en función de la corriente a través del LED Epistar 10W.

Con esto queda finalizado lo referente al cálculo de parámetros en función del arreglo de LEDs, enseguida se muestra el cálculo para los elementos pasivos del tanque LLC.

#### 4.3 Cálculos para el convertidor CD/CD resonante LLC

Utilizando la Ecuación (3.4) y considerando los valores nominales de operación del convertidor se puede obtener el valor de la relación de transformación, considerando que este circuito es para aplicaciones automotrices. El voltaje en condiciones nominales de un vehículo a combustión interna es de  $V_{in_{nom}} = 12 V$  y el nivel de voltaje nominal de salida es de  $V_{o_{nom}} = 50 V$ , por lo tanto, el valor de la relación de transformación es:

$$n = \frac{V_{in_{nom}}}{2V_{o_{nom}}} = 0.12$$

Para la ganancia mínima  $A_{gmin}$  y máxima  $A_{gmax}$  de diseño del tanque resonante se tienen las siguientes expresiones definidas por las Ecuaciones (4.1) y (4.2) respectivamente. El valor  $V_{o_{min}} = 45 V$ ,  $V_{in_{max}} = 14 V$ ,  $V_{o_{max}} = 55 V$  y  $V_{in_{min}} = 11 V$ , estos valores se tomaron de la Tabla 4.1.

$$A_{gmin} = \frac{\frac{nV_{o_{min}}}{V_{in_{max}}}}{2} = 0.771$$
(4.1)

$$A_{gmax} = \frac{\frac{nV_{o_{max}}}{V_{in_{min}}}}{2} = 1.2$$
(4.2)

Con estos rangos de ganancia mínima y máxima es que se limita la región en la que el tanque resonante LLC debe ser diseñado para asegurar ZVS o un comportamiento inductivo del tanque. Con base en lo analizado en las curvas de la Figura 3.2 el valor de relación de inductancia  $L_n = 5$  y el valor para el factor de calidad  $Q_e = 0.45$  son propuestos para realizar una interacción inicial en el cálculo de los elementos pasivos del tanque resonante LLC y considerando una  $f_o = 400 \ kHz$ . Este parámetro se escogió debido a que cumple con la regla que el diseño este fuera del rango de AM.

De acuerdo con el valor de la frecuencia de resonancia el valor del capacitor resonante  $C_r$  se obtiene mediante la Ecuación (4.3).

$$C_r = \frac{1}{2\pi Q_e f_o R_{eq}} = 847.7 \ nF \tag{4.3}$$

El valor del inductor resonante  $L_r$  esta dado por la Ecuación (4.4).

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_r} = 186.7 \, nH \tag{4.4}$$

Haciendo uso de la Ecuación (3.7) se obtiene el valor de la inductancia magnetizante del transformador a usar.

$$L_m = L_n L_r = 933.7 \ nH$$

De acuerdo con la relación de transformación el valor del devanado secundario se calcula haciendo uso de la Ecuación (4.5). Está ecuación expresa la relación de transformación en función de las inductancias de los devanados de un transformador.

$$n = \sqrt{\frac{L_m}{L_{sec}}}$$

$$L_{sec} = \frac{L_m}{n^2} = 64.894 \ \mu H$$
(4.5)

En el desarrollo de estos cálculos se puede obtener el factor de calidad calculado en función de las resistencias  $R_{eq}$  y  $R_{eq(10)}$ , haciendo uso de la Ecuación (3.9).

$$Q_{e} = \frac{\sqrt{\frac{L_{r}}{C_{r}}}}{R_{eq}} = 0.45$$
$$Q_{e(10)} = \frac{\sqrt{\frac{L_{r}}{C_{r}}}}{R_{eq(10)}} = 0.474$$

El valor  $Q_e$  se obtiene bajo condiciones nominales de operación del convertidor y el valor  $Q_{e(10)}$  se obtiene bajo condiciones de un 10% más de corriente de salida en el arreglo de LEDs. Con el cálculo del valor de inductancia necesario para el devanado secundario se finaliza el cálculo de los elementos que conforman el convertidor CD/CD resonante LLC, esto se presenta para poder hacer una simulación adecuada del convertidor.

#### 4.4 Mediciones del transformador fabricado

En el diseño del tanque resonante LLC se hace uso de un transformador. Mediante la literatura consultada se dice que un transformador está constituido por el modelo ideal del transformador y dos elementos más denominados parásitos, que son la inductancia de fuga o de dispersión  $L_{lk}$  y la inductancia magnetizante del embobinado  $L_m$ , en la Figura 4.4 se aprecia el diagrama eléctrico de dos tipos de transformadores con sus respectivos elementos parásitos.



Figura 4.4. Modelos de transformadores empleados en convertidores: a) Modelo de un transformador y b) Modelo de un transformador con derivación central.

En el diseño del tanque LLC y en general para cualquier tanque resonante con transformadores e inductores acoplados, es de práctica común usar el valor de la inductancia de fuga o dispersión del devanado primario como inductor resonante, es decir,  $L_r = L_{lk}$ , los elementos parásitos del devanado secundario suelen ser ignorados [48],[49]. Esto requiere de un diseño optimizado del transformador, especialmente a altas frecuencias. Si la inductancia de fuga es demasiado pequeña se puede añadir un inductor externo en serie para completar el nivel de inductancia resonante requerido. Considerar el modelo real de un transformador tiene la finalidad de aprovechar sus elementos parásitos como elementos resonantes para reducir el tamaño de placas de PCB optimizando así el espacio de diseño.

Es importante mencionar que previamente se hicieron los cálculos para otro tipo de LED, y se construyó un transformador. Este transformador tiene un valor menor de inductancia magnetizante y una inductancia de fuga o dispersión con un valor mayor al inductor resonante calculado, por lo tanto, para comprobar que este transformador servirá se hizo una comparación de las curvas de ganancia obtenidas analíticamente con la curva de ganancia que se tiene en base a componentes reales empleados en el prototipo final.

En la Figura 4.5 se muestra un esquemático del método usado para medir la inductancia de fuga del transformador fabricado.



Figura 4.5. Esquemático para medir la inductancia de fuga del transformador.

En la Tabla 4.2 se muestran los valores medidos para el transformador implementado en el prototipo experimental.

Tabla 4.2. Datos del transformador previamente fabricado.

n = 8.333
$L_m = 840 \ nH$
$L_{sec1,2} = 59.18, 58.73  nH$
$L_{lk} = L_r = 240 \ nH$

Como se puede observar la inductancia de fuga  $L_{lk}$  tiene un valor mayor que el de la inductancia resonante  $L_r$  calculada. De forma contraria la inductancia magnetizante es menor, sin embargo, la relación de transformación se mantiene. Como ya se mencionó anteriormente el tanque LLC tiene la versatilidad de usar la inductancia de fuga como inductancia resonante, por lo tanto, el valor del capacitor resonante previamente calculado se verá afectado, así como también el factor de calidad y la relación de inductancia, en consecuencia, estas variables son recalculadas sustituyendo los valores reales medidos del transformador.

Usando las Ecuaciones (3.7) a (3.9) las variables  $L_n$ ,  $C_r$  y  $Q_e$  son recalculadas en base a los datos medidos del transformador fabricado:

$$L_n = \frac{840 \ nH}{240 \ nH} \qquad C_r = \frac{1}{\left(2\pi (400 \ kHz)\right)^2 (280 \ nH)} \qquad Q_e = \frac{\sqrt{\frac{240 \ nH}{680 \ nF}}}{1.043 \ \Omega}$$

$$L_n = 3.5 \qquad C_r = 659.64 \ nF \approx 680 \ nF \qquad Q_e = 0.57$$

Como se observa en la imagen de la Figura 4.6 se muestra en el lado izquierdo las curvas de ganancia calculadas en color verde y azul y en color rojo la curva de ganancia calculada con los valores del transformador real y recalculando el capacitor resonante, manteniendo la frecuencia resonancia  $f_o = 400 \ kHz$ . Como se observa el ancho de banda se ha vuelto más estrecho y se puede decir que se ha desplazado hacia la derecha la curva de ganancia real con respecto a las curvas calculadas.

En la Figura 4.6 en el lado derecho se muestra un aumento para poder observar la zona de operación del tanque LLC resaltada en color violeta. Como se puede apreciar la curva graficada a partir de los valores reales implementados en el prototipo final puede alcanzar sin ningún problema la ganancia mínima y máxima, en un rango menor de frecuencia de conmutación. En color azul se resalta la zona de operación que se tendría con las curvas calculadas analíticamente, la diferencia es que se tiene un rango más amplio para variar la frecuencia de conmutación. Por lo tanto, el transformador previamente construido servirá para implementar el prototipo experimental.



Figura 4.6. Comparación de curvas de ganancia calculadas respecto a la curva real.

El proceso de diseño para el convertidor CD/CD resonante LLC es resumido en el diagrama de flujo mostrado en la Figura 4.7. El diagrama de flujo inicia en el rectángulo color rojo donde son definidos los parámetros de operación del convertidor. Los rectángulos color azul muestran los pasos para caracterizar la carga LED a implementar. En color morado se resaltan los pasos para el diseño del convertidor con base en curvas de ganancia normalizadas. Por último, en color naranja se muestran las ecuaciones para obtener los valores de los elementos del tanque resonante LLC del convertidor.



Figura 4.7. Diagrama de flujo para el diseño de un convertidor CD/CD resonante LLC con carga LED.

#### 4.5 Descripción del diagrama de simulación

Una vez ajustando todos los parámetros de los componentes de acuerdo con el transformador fabricado previamente. En la Figura 4.8 se muestra el diagrama de simulación del convertidor propuesto. En color rojo se resalta el snubber implementado a partir de un arreglo RC entre las terminales drenaje y fuente de los MOSFETs Q1 y Q2, en color azul se resalta el arreglo de compuertas AND para la generación de los disparos de compuerta de los MOSFETs Q1 y Q2 del inversor resonante en sincronía con el MOSFET Q3 de la atenuación PWM de baja frecuencia y en color violeta se resalta el modelo de la carga LED.



Figura 4.8. Diagrama de simulación en LTspice del convertidor CD/CD resonante LLC con atenuación PWM serie en la carga LED.

#### 4.6 Parámetros de salida del convertidor

En este apartado, se presenta en la Figura 4.9 el resultado de la simulación de los parámetros de salida del convertidor, incluyendo la corriente resonante. Esto se realizó para observar la sincronización del convertidor resonante con la técnica de atenuación PWM. El objetivo es confirmar que al añadir el interruptor en serie a la carga LED, el funcionamiento del convertidor no se ve alterado. Es decir, cuando el convertidor se mantiene encendido, opera de manera convencional como se encontraría comúnmente en la literatura.

En la Figura 4.9 se muestra el voltaje de salida, corriente de salida y la corriente resonante del convertidor para un ciclo de trabajo del 50%. El voltaje de salida tiene un rizo pequeño y se mantiene prácticamente constante independientemente del ciclo de trabajo. La corriente de salida es pulsante y depende del ciclo de trabajo de la atenuación PWM, esto provoca que la carga LED consuma un promedio de la corriente total de salida. La corriente se mantiene en aproximadamente en 600 mA cuando el arreglo de LEDs está encendido, garantizándose un brillo uniforme.

Se puede apreciar en la Figura 4.9 que hay corriente resonante cada vez que la carga LED está conectada. Si la carga LED no está conectada la corriente resonante cae a cero. Se muestra remarcado en color rojo la sección donde se realizó un aumento de la corriente resonante para observar su forma de onda. Se puede apreciar que la forma de onda es casi senoidal y tiene una amplitud de poco menos de 10 A y está a una frecuencia de aproximadamente 360 kHz.



Figura 4.9. Simulación en el software LTspice del comportamiento de la corriente resonante en función del ciclo de trabajo al 50%.

#### 4.7 Importancia de la sincronización del PWM dimming

En la Figura 4.10 a) se muestran los parámetros de salida del convertidor cuando la atenuación PWM está sincronizada con todo el convertidor. Esta técnica sincroniza la conexión de la carga LED y el inversor resonante, es decir, el inversor resonante funciona exclusivamente si la carga LED está conectada. Debido a esto el voltaje de salida se mantiene prácticamente constante. Cuando él convertidor está apagado, la corriente en los LEDs cae a cero y de forma simultánea la potencia de salida. Se pueden apreciar picos de corriente y de potencia de salida menores a 1 A y 50 W respectivamente; estos picos o transitorios se presentan cada que se conecta la carga LED y pueden comprometer la vida útil de este con el tiempo.
En la Figura 4.10 b) se muestran los parámetros de salida del convertidor cuando la atenuación PWM está sincronizada únicamente con la carga LED. Esta técnica de atenuación PWM, controla la carga LED manteniendo encendido el inversor resonante sin interrupciones. Esto causa un problema de operación, provocado por una ganancia de voltaje debido a que cuando la carga LED se desconecta o apaga el convertidor continúa cargando el capacitor de salida hasta llegar a niveles de voltaje indeseados, que causan picos de corriente y de potencia de salida de menores a 2 A y 120 W respectivamente, lo cual es sumamente destructivo para un arreglo LED.

De acuerdo con lo descrito anteriormente para la simulación de diferentes ciclos de trabajo, se optó por trabajar el convertidor sincronizado con la carga LED, para evitar las ganancias de voltaje que se presentan al solamente controlar la carga LED con la atenuación PWM. En la Figura 4.8 se muestra un arreglo de compuertas AND que multiplica los pulsos de alta frecuencia de los MOSFETs del inversor con la atenuación PWM de baja frecuencia para generar la sincronización del convertidor con la carga LED.



Figura 4.10. Comparación de las propuestas de técnicas de atenuación PWM: a) Sincronizada con todo el convertidor y b) Sincronizada solo con la carga LED.

#### 4.8 Conmutaciones en MOSFET Q1 y diodo D1

En un convertidor CD/CD resonante LLC, los interruptores del inversor medio puente del lado primario del transformador conmutan con ZVS en el encendido. Esto ocurre cuando la frecuencia de conmutación es menor que la frecuencia de resonancia del tanque LLC, es decir,

 $f_{sw} < f_o$ . La Figura 4.11 obtenida de la simulación en el software LTspice muestra el encendido del MOSFET Q1 donde se observa que la potencia disipada por este dispositivo es de aproximadamente 5 W. En cambio, cuando el dispositivo se apaga, la potencia que se disipa producto de la conmutación dura es de 55 W aproximadamente.

En la Figura 4.11 se muestra el comportamiento senoidal o fundamental de la corriente resonante del tanque LLC, a causa de conmutar los interruptores del inversor ( $f_{sw} = 360 \ kHz$ ) muy cerca de la frecuencia de resonancia del tanque LLC ( $f_o = 400 \ kHz$ ). Se puede observar también que la corriente está atrasada con respecto al voltaje, lo cual se debe a un comportamiento inductivo por parte del tanque resonante LLC.



Figura 4.11. Conmutación ZVS en el MOSFET Q1 del convertidor CD/CD resonante LLC.

Para el caso del diodo D1 se tiene en la Figura 4.12 las formas de onda del voltaje, corriente y potencia a través del diodo D1. Se puede apreciar que la potencia que disipa es muy baja, sin embargo, no es posible determinar si la naturaleza de la conmutación es de cero corriente como se esperaba. Esto puede ser debido a que hay algún error ocasionado por el modelo de simulación del diodo o bien por algún error en la simulación general. Este resultado se observa con apagado en ZCS en el capítulo de los resultados experimentales para la conmutación suave del diodo D1, con lo cual se corrobora que efectivamente hay algún error en la simulación implementada.

Las conmutaciones suaves características de este convertidor CD/CD resonante LLC favorecen a las pérdidas por conmutación en el convertidor, lo cual repercute en una mayor eficiencia del convertidor.



Figura 4.12. Conmutación en el diodo D1 del convertidor CD/CD resonante LLC.

#### 4.9 Eficiencia en simulación

En este apartado se compara la eficiencia del convertidor obtenida en simulación para las dos estrategias o técnicas de implementación del control de atenuación PWM. Anteriormente se mencionó que no es viable controlar únicamente la carga LED con la atenuación PWM en serie. Debido a que el convertidor continúa funcionando y el capacitor de salida sigue cargándose, elevándose el voltaje a más de lo estimado para la operación óptima del arreglo de LEDs.

El convertidor CD/CD resonante LLC con atenuación PWM en serie a la carga LED se simuló usando las dos técnicas de atenuación PWM variando el ciclo de trabajo. Para obtener la gráfica de eficiencia mostrada en la Figura 4.13. En color azul se muestra la curva que corresponde a la eficiencia en función del ciclo de trabajo para la estrategia que únicamente controla la carga LED. Se observa un mínimo de 42.27% de eficiencia para un ciclo de trabajo del 10% y un máximo de 86.28% de eficiencia para un ciclo de trabajo del 90%. La curva en color naranja muestra la eficiencia correspondiente a la estrategia que controla de forma síncrona el convertidor y la carga LED. Se observa que esta técnica tiene una eficiencia casi constante, para un ciclo de trabajo del 10% la eficiencia es del 92.53% y para un ciclo de trabajo del 90% la eficiencia es del 94.02%.

Es así que se comprueba que el método de controlar la carga LED en sincronía con el inversor resonante es más viable que solo controlar la carga LED.



Figura 4.13. Curvas de eficiencia para los dos modos de operación analizados del convertidor CD-CD LLC resonante.

## Capítulo

## 5. Diseño del Prototipo Experimental

En este capítulo se describen las partes que conforman el prototipo de laboratorio; así como, algunas consideraciones con base en los componentes seleccionados, mencionando sus características principales y en el caso del controlador para el inversor resonante se muestran curvas para la selección de componentes.

El diseño del PCB para el prototipo experimental se realizó en el software de acceso libre KiCAD, en la Tabla 5.1 se muestran los requisitos de diseño del prototipo.

 f\_o
 f\_{sw}
 V\_{in}
 P\_o
 V\_o
 I\_o
 N

 400 kHz
 360 kHz
 11 - 14 V
 30 W
 45 - 55 V
 600 mA
 5

Tabla 5.1. Parámetros del convertidor CD/CD resonante LLC propuesto.

Esto se propuso de acuerdo con el análisis y simulación presentadas en el capítulo anterior, además estas características están dentro de los convertidores propuestos para aplicaciones en faros automotrices revisados en el estado del arte.

En la Tabla 5.2 se muestra la lista de los componentes empleados en la construcción del prototipo.

Tabla 5.2. Componentes del prototipo	Tabla 5.2.	Componentes	del	prototipo.
--------------------------------------	------------	-------------	-----	------------

Transformador	$n = 8.333$ $L_m = 840 nH$ $L_{sec1,2} = 59.18, 58.73 nH$ $L_{lk} = L_r = 240 nH$ ETD29/N87
<b>MOSFETs inversor</b> (Q <sub>1,2</sub> )	IRLR8726
MOSFET dimming (Q <sub>3</sub> )	IRF540NS
Capacitores resonantes (Cr)	680nF 275 V / MKP
Diodos rectificadores (D <sub>1,2</sub> )	C3D02060F (SiC)
Filtro de salida (Cout)	1μF 275 V / MKP
Controlador (Driver)	IRS27952
Opto acoplador	4N32
Diodos (Circuito impulsor)	1N4148

En el Anexo B se detalla el proceso seguido para la construcción del transformador.

A continuación, se explica y justifica la selección de algunos de los componentes.

#### 5.1 Configuración del controlador IRS27952

El controlador IRS27952 fue seleccionado debido a las siguientes características:

• Frecuencia de conmutación por canal  $f_{sw} = 500 \ kHz$ .

- Ciclo de trabajo fijo al 50%.
- Tiempo muerto y frecuencia de conmutación programables mediante un arreglo RC.
- Capacidad para implementar un arranque suave.
- Capacidad para entrar en modo de reposo (ideal para implementar la atenuación).

En la Figura 5.1 se muestra el diagrama esquemático de la configuración del driver IRS27952 usado para generar los pulsos de compuerta de alta frecuencia de los interruptores del inversor. En color rojo se resalta la terminal de alimentación de entrada, se usó una fuente de 12 V para alimentar el driver. Esta misma fuente se usó para alimentar la etapa de potencia compuesta por el inversor y el tanque resonante LLC serie. Se emplean capacitores de entrada para mantener un nivel de voltaje más estable. En color azul se muestra la configuración del driver necesaria para generar los disparos de compuerta necesarios en conjunto con el circuito de control ON/OFF de la resistencia RT enmarcado en color verde. Por último se muestra en color anaranjado el circuito aislado mediante un optoacoplador implementado para disparar el MOSFET de atenuación PWM de baja frecuencia.



Figura 5.1. Esquema de la configuración del driver IRS27952.

Para la selección del capacitor  $C_T$  se usó la gráfica mostrada en la Figura 5.2, es importante recalcar que el valor de este componente define el tiempo muerto que puede generar el controlador, para esto se considera tener lo menos posible de tiempo muerto  $t_d$ . Observando la Figura 5.2, el valor mínimo de tiempo muerto es de  $t_d = 200ns$ , el valor necesario de capacitancia para lograr este valor de tiempo muerto es de aproximadamente  $C_T = 200 pF$ , sin

embargo, este valor no es comercial, por lo cual se seleccionó un capacitor comercial para  $C_T = 220 \ pF$ .



Figura 5.2. Tiempo muerto en función de  $C_T$  para el driver IRS27952.

La selección del valor de la resistencia  $R_T$  se realizó mediante la gráfica de la Figura 5.3 proporcionada por el fabricante. La frecuencia de conmutación seleccionada es  $f_{sw} = 360 \ kHz$ , por ende, como recomendación del fabricante se puede usar una resistencia con un valor de aproximadamente 5  $k\Omega$ , esta resistencia es fija, sin embargo, para ajustar la ganancia del convertidor, esta resistencia se propone que sea variable, por ello se empleó un potenciómetro de 10  $k\Omega$ .



Figura 5.3. Frecuencia de conmutación en función de  $R_T$  para el controlador IRS27952.

Como se observa en la Figura 5.1 el cuadro resaltado en verde alberga un circuito con un transistor BJT. Este componente se encarga de conectar y desconectar (ON/OFF) la resistencia RT al controlador IRS27952. Es importante notar que el pulso que controla la base del transistor

BJT es el mismo que el que controla la compuerta del MOSFET utilizado para la atenuación PWM. El objetivo de este circuito es desactivar los pulsos de alta frecuencia generados por el controlador de manera sincronizada con el pulso de baja frecuencia o de atenuación, el cual tiene una frecuencia de 200 Hz.

Lo anterior se propuso de acuerdo con la Figura 5.4 proporcionada por el fabricante del controlador. Si el pin  $R_T$  del controlador está a tierra no se producen oscilaciones que puedan generar los disparos de compuerta de lado alto (HS) o bajo (LS) con lo cual se puede decir que el inversor resonante quedaría deshabilitado.



Figura 5.4. Transiciones del modo SLEEP al modo normal para el controlador IRS27952.

En la Figura 5.5 se muestra el diagrama esquemático del circuito implementado para el diseño del PCB, en color azul se muestra el circuito impulsor para el disparo de los MOSFETs del inversor, en color rojo es resaltada la etapa de potencia compuesta por un inversor medio puente el cual tiene una red snubber entre drenaje y fuente de cada interruptor para mejorar las conmutaciones, en color verde se resalta la estructura del tanque resonante LLC serie, el cuadro en color naranja indica la etapa de rectificación con su respectivo capacitor de filtro de salida para mantener un voltaje de salida con bajo rizo. Por último el cuadro en color morado señala las terminales del voltaje de salida en donde se conectará la carga LED y se observa la conexión en serie del MOSFET de atenuación PWM.



Figura 5.5. Diagrama esquemático del convertidor CD/CD resonante LLC en KiCad.

#### 5.2 Inversor resonante LLC

Para el diseño de esta etapa se usó la simulación y los análisis presentados en capítulos anteriores, los componentes han sido seleccionados sobredimensionados ya que en la práctica se obtuvieron mayores niveles de corriente principalmente en el tanque resonante.

Se realizaron varias pruebas con diferentes MOSFETs que soportarán los niveles de voltaje y corriente requeridos, en conjunto a la frecuencia de conmutación  $f_{sw} = 360 \ kHz$ , siendo este uno de los factores cruciales.

En la Tabla 5.3 se mencionan las principales características del MOSFET IRLR8726. Este dispositivo es el más adecuado y disponible para el desarrollo de este prototipo. Soporta hasta 30 V entre las terminales de fuente y drenaje, lo cual está sobrado, ya que el prototipo se enfoca en faros LED de automóviles de combustión interna que utilizan una batería de 12 - 24 V. Además, la corriente que este dispositivo es capaz de soportar es mayor que los 14 A pico que se presentan en los resultados experimentales. Sin embargo, sus tiempos de encendido y apagado lo convierten en una buena opción en comparación con otros dispositivos que tienen respuestas más lentas.

$R_{ds(on)}$	I <sub>D</sub>	$V_{DS}$	V <sub>GS</sub>	$t_{d(on)}$	t <sub>r</sub>	t <sub>d(off)</sub>	$t_f$
5.8 mΩ	86 A (25 °C) 61 A (100 °C)	30 V	±20 V	12 ns	49ns	15 ns	16 ns

Tabla 5.3. Características del MOSFET IRLR8726.

Aplicaciones:

- Convertidores reductores de alta frecuencia empleados como fuentes de alimentación para procesadores de computadoras.
- Convertidores CD/CD aislados de alta frecuencia con rectificación síncrona para uso industrial y de telecomunicaciones.

Para el tanque resonante LLC se configuró en serie. Es importante mencionar que se usó la inductancia de dispersión o de fuga del transformador como inductor resonante. En el caso del capacitor resonante es imperativo usar capacitores de tipo MKP (polipropileno metalizado), por su baja resistencia en serie equivalente.

## 5.3 Rectificador de onda completa

En la Figura 5.5 se observa en los devanados secundarios del transformador un rectificador de onda completa realizado con dos diodos, de acuerdo la simulación realizada, los diodos soportarán un aproximado de  $I_{D_{peak}} = 0.8 A y$ , al ser un convertidor que está conmutando a alta frecuencia es ideal implementar diodos rápidos o ultra rápidos para que puedan soportar la frecuencia de conmutación. Los diodos de carburo de silicio (SiC) son ideales para este tipo de aplicaciones.

El modelo disponible para la construcción del prototipo es C3D02060F, a continuación se enlistan algunas de sus características:

- 600 V rectificador de tipo Schottky.
- Optimizado para convertidores elevadores con etapa de corrección del factor de potencia.
- Alta frecuencia de operación.
- Temperatura independiente de la frecuencia de conmutación.

Dentro de sus aplicaciones recomendadas según el fabricante son:

- Fuentes de alimentación conmutadas (SMPS).
- Diodos para convertidores con PFC elevadores y convertidores de CD/CD.
- Diodos de libre circulación para inversores.
- Rectificadores (AC/DC).

En la Tabla 5.4 se presentan algunos parámetros que fueron considerados para esta aplicación, ya que el voltaje de cada devanado secundario del transformador esta entre los 120V, este diodo puede soportar sin problema alguno el voltaje inverso entre sus terminales, la corriente que son capaces de soportar es mayor a la requerida, sin embargo, al ser un diodo de conmutación rápida, responde de forma adecuada a la aplicación dada.

Tabla 5.4. Características del diodo Schottky SiC C3D02060F.

I <sub>D</sub>	$V_{AK}$	$V_{F}$
6 A (25 °C) 3 A (125 °C) 2 A (150 °C)	600 V	1.2 V

Para la selección del capacitor de filtro de salida del rectificador se empleó la Ecuación (5.1).

$$C_{min} = \frac{2 \cdot P_{rs}}{(V_{max}^2 - V_{min}^2) \cdot f_{rect}}$$
(5.1)

Donde:

 $P_{rs} = 40 W$  es la potencia requerida por el sistema.

 $V_{max} = 55V$  es el voltaje máximo permitido.

 $V_{min} = 45 V$  es el voltaje mínimo permitido.

 $f_{rect}$  es la frecuencia de rectificación que para este caso es  $f_{rect} = 2f_{sw} = 720 \ kHz$ .

Entonces el valor del capacitor mínimo para el rizado deseado es  $C_{min} = 111.111 nF$ , como no es un valor comercial y considerando que dentro de los resultados experimentales, se hizo uso de un capacitor MKP de un valor mucho más grande  $C_{min} = 1 \mu F$ , debido a que la frecuencia de atenuación es muy baja.

### 5.4 Placa de circuito impreso (PCB)

En la Figura 5.6 se muestra una captura del PCB diseñado en KiCAD se observan algunas ventanas o secciones que se hicieron para poder medir la corriente resonante y la corriente en los diodos con la punta disponible en el laboratorio.



Figura 5.6. Modelo 3D en KiCAD del prototipo del convertidor CD/CD resonante LLC.

En la Figura 5.7 se muestra una fotografía del convertidor usado para las pruebas experimentales. Como se puede observar la Figura 5.7 tiene varias secciones señalizadas, las borneras de izquierda a derecha son para el voltaje de entrada  $V_{in}$ , el voltaje de salida  $V_{out}$  donde se conectará la carga LED.

De la Figura 5.7 se observan las partes principales del convertidor:

- En color amarillo se denota el controlador y los componentes necesarios para su funcionamiento.
- En color rojo se muestra acotado todo el tanque resonante LLC.
- En color verde resalta la etapa de rectificación y filtrado.
- En color azul cielo la etapa de la atenuación PWM



Figura 5.7. Fotografía del prototipo del convertidor CD/CD resonante LLC.

Se usan dos pulsos PWM para la atenuación, pues uno sirve para disparar el transistor BJT localizado en la esquina superior izquierda, el otro pulso sirve para energizar el diodo que trae internamente el opto acoplador para aislar el pulso del MOSFET conectado en serie a la carga LED.

Como observación en la Figura 5.7 hay una bornera señalizada con  $V_{dimm}$  donde se hará uso de una fuente extra para poder disparar adecuadamente el MOSFET en serie a la carga LED para hacer la atenuación. Se puede implementar una fuente aislada comercial, para simplificar el número de fuentes necesarias para que funcione el prototipo, sin embargo, esto aumentaría el costo del prototipo y como es meramente para validar el funcionamiento del convertidor, se optó por dejarlo de esta forma.

En el Anexo C se detalla como configurar la Raspberry PI PICO para programarla con algún código en el IDE Thonny.

En el Anexo D se muestra el código para generar dos PWMs en dos puertos del Raspberry PI PICO con ciclo de trabajo variable mediante dos pulsadores.

# Capítulo

## 6. Resultados

En este capítulo son descritos los resultados obtenidos para el convertidor CD/CD resonante LLC con carga LED y atenuación de baja frecuencia con PWM. Inicialmente se muestra una fotografía del banco de pruebas para la obtención de resultados, se muestran diferentes oscilogramas de los parámetros de salida del convertidor, las conmutaciones suaves en los interruptores del inversor resonante y en los diodos rectificadores. Se muestran diferentes oscilogramas con la implementación de la atenuación PWM para diferentes ciclos de trabajo. Por último, se muestra una gráfica comparativa de la eficiencia obtenida experimentalmente comparada con la simulación y una gráfica de pastel para observar el porcentaje de pérdidas en los principales elementos del convertidor.

## 6.1 Descripción del banco de pruebas

En la Figura 6.1 se muestra una fotografía del banco de pruebas para obtener resultados experimentales. Comenzando por la izquierda en color azul se muestra la fuente de alimentación de entrada que fue configurada para suministrar un voltaje de 12 V a la entrada del convertidor. En color verde se muestra el osciloscopio para obtener oscilogramas de distintos parámetros del convertidor y en color naranja es señada la carga LED montada en un disipador de aluminio. En color rojo se resalta el PCB del prototipo del convertidor CD/CD resonante LLC. Por último, en color morado es señalado el microcontrolador que es una Raspberry PI PICO el cual se encarga de generar el PWM de atenuación del brillo de la carga LED.



Figura 6.1. Banco de pruebas para el convertidor CD/CD resonante LLC con atenuación PWM en la carga LED.

Con esta configuración se realizaron cada una de las pruebas obtenidas. En los siguientes subtemas se desarrollan y explican cada uno de los oscilogramas obtenidos de acuerdo con el comportamiento del convertidor.

## 6.2 Parámetros de salida del convertidor

En la Figura 6.2 se muestran los parámetros de salida del convertidor CD/CD resonante LLC con carga LED. En el oscilograma puede apreciarse una salida de voltaje con bajo rizo de 54.5 V promedio, una corriente de salida de 592 mA y una potencia de 32.2 W, los valores de estos parámetros coinciden con los valores propuestos para el diseño del convertidor y con los valores obtenidos en las simulaciones realizadas.



Figura 6.2. Voltaje, corriente y potencia de salida del convertidor CD/CD resonante LLC.

Como se puede apreciar en la Figura 6.2 los parámetros de salida el convertidor son estables, con un rizo relativamente bajo. En los siguientes subtemas se muestran los pulsos de conmutación de compuerta de cada uno de los interruptores MOSFET del inversor medio puente resonante y en conjunto se añaden las conmutaciones suaves obtenidas de los interruptores.

## 6.3 Pulsos de compuerta en los MOSFETs

En la Figura 6.3 se muestran los pulsos de disparo en las compuertas de los MOSFETs, del inversor resonante, como se puede apreciar en el oscilograma se indica el tiempo muerto  $t_d = 160.8 ns$  de dichos pulsos. Las condiciones de estas pruebas son a una  $f_{sw} = 360 kHz$  con carga LED en la salida del convertidor, sin implementación de atenuación PWM.

De acuerdo con la Figura 6.3 el pulso en color verde es un pulso flotado, en cambio el pulso en color violeta es el pulso referenciado a tierra, como se puede observar este tiene un mejor comportamiento en el encendido y apagado.

En ambos disparos hay una curva de encendido prolongada, esto es debido a la capacitancia de compuerta interna de cada MOSFET.



Figura 6.3. Pulsos en compuerta de los MOSFETs del inversor medio puente resonante.

Como se puede apreciar los pulsos de compuerta conmutan a la frecuencia estimada, la calidad de estos disparos se ve comprometida debido al driver implementado para generar estos pulsos, a la frecuencia de conmutación y a los mismos MOSFETs, sin embargo, a pesar de tener disponibles otros modelos de MOSFETs en el laboratorio estos fueron los que se comportaron más adecuadamente debido a su  $C_{oss} = 480 \ pF$  y tiempos de retardo al encendido y apagado relativamente cortos, en la Tabla 5.3 del capítulo anterior se muestran estos datos proporcionados por el fabricante.

## 6.4 Conmutación ZVS en los MOSFETs

Como ya se mencionó anteriormente el tanque LLC serie, permite conmutaciones suaves de cero voltaje durante el encendido de los MOSFETs del inversor resonante. Para obtener el resultado de esta prueba se mantuvo una frecuencia de conmutación de  $f_{sw} = 360 \, kHz$ , empleando una carga LED y sin implementación de atenuación PWM.

Los datos mostrados en la Figura 6.4 son datos extraídos del osciloscopio y graficados en el software Matlab para apreciar con detalle las formas de onda. Se observa que, debido al desfase de la corriente con respecto al voltaje, hay un intervalo de tiempo en el que la corriente y el

voltaje son aproximadamente cero, generando así que se disipe poca potencia en el encendido del interruptor, siendo esta de un valor aproximado de 5W como se muestra en la Figura 6.4.

Debido al fenómeno de resonancia, la corriente oscila con una forma cuasi senoidal es importante recalcar que la frecuencia de conmutación está muy cerca de la resonancia  $f_o = 400 \ kHz$ . Debido a esto, se obtiene la conmutación suave de cero voltaje y el comportamiento cuasi senoidal de la corriente resonante.



Figura 6.4. Resultado experimental de la conmutación suave de cero voltaje (ZVS) en el encendido del MOSFET Q1 del convertidor CD/CD resonante LLC.

#### 6.5 Conmutación ZCS en los diodos

Otra característica de conmutación suave del tanque LLC, es que permite que los dispositivos semiconductores seleccionados para la etapa de rectificación conmuten con cero corriente durante el apagado. Bajo las mismas condiciones del caso anterior se obtuvo el resultado para la conmutación de los diodos rectificadores del convertidor.

Los datos obtenidos del oscilograma se han graficado en el software Matlab, para poder observar más detallado el proceso de apagado del diodo rectificador. En la Figura 6.5, cuando el diodo deja de conducir hay un pequeño tiempo en el que la corriente y el voltaje entre ánodo y cátodo de este son aproximadamente cero, lo cual genera que durante el apagado del dispositivo no se disipe una potencia considerable. Como se observa la potencia disipada durante esta transición de apagado es de 0.5 W, mejorando así las pérdidas por conmutación.



Figura 6.5. Resultado experimental de la conmutación suave de cero corriente (ZCS) en el apagado del Diodo D1 del convertidor CD/CD resonante LLC.

#### 6.6 Pruebas con atenuación PWM en serie con la carga LED

Es importante mencionar que deben estar sincronizados la atenuación PWM en la carga LED con el inversor resonante, es decir los pulsos de alta frecuencia en la compuerta de los interruptores del inversor deben estar sintonizados con el pulso de baja frecuencia de la atenuación PWM. Si este proceso es ignorado se presentarán sobretiros de voltaje y picos de corriente en el encendido de las conmutaciones en la carga LED como ya se detalló y simuló en el Capítulo 4.

Para poder observar el proceso erróneo de implementación de atenuación PWM en el convertidor propuesto se realizó una prueba con una resistencia equivalente al arreglo LED usado en los experimentos, para evitar el deterioro de la carga LED y mostrar que pasa cuando no se están en sincronía el inversor resonante y la atenuación PWM en la carga LED. El diagrama de la Figura 6.6 muestra en bloques como el pulso de compuerta de baja frecuencia de la atenuación PWM no controla el encendido y apagado del bloque con el convertidor CD/CD

resonante LLC, esto quiere decir que si la atenuación PWM está apagada, la carga LED está desconectada del nodo de tierra, por lo tanto, el capacitor de salida continua elevando su nivel de voltaje, generándose picos de corriente nocivos para el arreglo serie de LEDs debido al aumento del voltaje de salida durante el apagado de la carga LED.



Figura 6.6. Diagrama de bloques para la errónea implementación de la atenuación PWM.

Como se observa en la Figura 6.7, en color azul se muestra la forma de onda de la corriente de salida y en color anaranjado se resaltan los picos de corriente que se presentan debido al incremento del voltaje de salida cuando la carga LED está desconectada, estos picos de corriente son de una magnitud mayor a 1 A. Si esta prueba se implementara con una carga LED, estos dispositivos sufrirían un daño instantáneo quedando inutilizables.

En la misma Figura 6.7 el oscilograma muestra en color rosa la forma de onda del voltaje de salida del convertidor y en color verde se resaltan los sobretiros o ganancia de voltaje cuando la carga LED está abierta y el inversor resonante continúa cargando el capacitor de salida del convertidor. Se observa una recta de carga similar a la que presenta un capacitor cuando se le aplica una fuente de tensión entre sus terminales para cargarlo. Debido al desbalance en el voltaje del capacitor de salida del convertidor resonante CD/CD LLC cada que la atenuación PWM esta apagada, se optó por desconectar por completo el convertidor, cesando los pulsos de compuerta de alta frecuencia mediante la manipulación del controlador con el mismo pulso de atenuación PWM de baja frecuencia.

Con esta prueba queda comprobado los resultados mostrados en la simulación del convertidor, de forma más clara para evitar el incremento de voltaje en el capacitor de salida, el pulso de baja frecuencia de la atenuación PWM además de apagar la carga LED, también apaga el controlador de compuerta IRS27952 usado para generar los pulsos de compuerta de alta frecuencia del inversor resonante, esto es realizado con la conexión de la resistencia RT del driver en serie con un transistor BJT que se encarga de conectar y desconectar esta resistencia del driver.



Figura 6.7. Parámetros de salida no deseados del convertidor CD/CD resonante LLC con atenuación PWM serie.

Continuando con las pruebas de atenuación PWM con la carga LED en la Figura 6.8 se muestra un diagrama de bloques del convertidor CD/CD resonante LLC, la carga LED y como todo está controlado por el pulso de atenuación PWM para controlar el brillo de los LEDs y el funcionamiento del convertidor.



Figura 6.8. Diagrama de bloques para correcta implementación de la atenuación PWM.

Este circuito sirve para detallar el proceso de implementación adecuado de atenuación PWM para obtener pruebas variando el ciclo de trabajo con carga LED manteniendo un voltaje

constante independiente del ciclo de trabajo de la corriente de salida. En la Figura 6.9 se muestra el resultado obtenido de los parámetros de salida del convertidor propuesto para un ciclo de trabajo del 20%. Se puede apreciar que la corriente en el arreglo LED es pulsante en sincronía con el pulso de atenuación PWM, en cambio el voltaje de salida se mantiene aproximadamente constante, este comportamiento es deseable y óptimo para evitar picos de corriente que puedan ser destructivos para la carga LED.



Figura 6.9. Parámetros de salida del convertidor CD/CD resonante LLC con atenuación PWM serie al 20% de ciclo de trabajo.

En la Figura 6.10, Figura 6.11 y Figura 6.12 se muestran capturas de osciloscopio para ciclos de trabajo al 40%, 60% y 80% respectivamente; para cada figura de arriba hacia abajo, en color azul se muestra la corriente de salida  $I_{out}$ , en color rojo la potencia de salida  $P_{out}$  y en color verde el voltaje de salida  $V_{out}$ .

Estos resultados comprueban que el convertidor se comporta como una fuente constante de voltaje, sin presentar sobretiros de voltaje; al mantener constante el voltaje de salida del convertidor, se asegura que el LED opere en un punto fijo de corriente, garantizando un brillo uniforme; lo cual, en palabras más técnicas se puede traducir a un flujo luminoso constante.



Figura 6.10. Parámetros de salida del convertidor CD/CD resonante LLC con atenuación PWM serie al 40% de ciclo de trabajo.



Figura 6.11. Parámetros de salida del convertidor CD/CD resonante LLC con atenuación PWM serie al 60% de ciclo de trabajo.



Figura 6.12. Parámetros de salida del convertidor CD/CD resonante LLC con atenuación PWM serie al 80% de ciclo de trabajo.

Para complementar los resultados, se muestran varias capturas del comportamiento de la corriente resonante, conforme se varía el ciclo de trabajo de atenuación PWM. En la Figura 6.13 se muestran el voltaje y corriente de salida con la corriente resonante para un ciclo de trabajo del 20%.



Figura 6.13. Corriente resonante con un ciclo de trabajo del 20%.

Como se observa en la Figura 6.13 la corriente resonante  $I_r$  en color azul rey, se mantiene oscilando durante el tiempo que dura encendida la carga LED, cuando no está encendido el arreglo de LEDs, se considera apagado el convertidor. En la Figura 6.14 y Figura 6.15 se muestra el comportamiento de la corriente resonante  $I_r$  para ciclos de trabajo del 50% y 80% respectivamente.



Figura 6.14. Corriente resonante con un ciclo de trabajo del 50%.



Figura 6.15. Corriente resonante con un ciclo de trabajo del 80%.

Como se puede apreciar en la Figura 6.13, Figura 6.14 y Figura 6.15 durante el tiempo que está apagada la carga LED, la corriente resonante según lo simulado debería de ser cero, sin embargo, se presentan oscilaciones asíncronas, estas son debidas a la sensibilidad al ruido y otros factores que pueden afectar el funcionamiento del driver implementado para el circuito del inversor resonante.

### 6.7 Eficiencia

De acuerdo con los resultados obtenidos y mediante la Ecuación (6.1) se obtuvo la eficiencia del convertidor.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \tag{6.1}$$

Donde:

 $P_{out}$  es la potencia promedio de salida.

 $P_{in}$  es la potencia promedio de entrada.

En la Figura 6.16 se compara la eficiencia obtenida experimentalmente con la obtenida en simulación.

Si bien el comportamiento de la eficiencia se mantuvo prácticamente constante, para el caso de la eficiencia experimental, se obtuvo un mínimo de 77.39% y un máximo de 80.53%, lo cual se puede considerar que es bajo en comparación con los resultados obtenidos en simulación donde la eficiencia se mantuvo por encima del 90%.



Figura 6.16. Comparación de eficiencia obtenida experimentalmente y en simulación.

En la Figura 6.17 se muestra una gráfica de pastel con el porcentaje de pérdidas en cada uno de los elementos que conforman el convertidor. Se puede apreciar que el porcentaje de pérdidas es mayor en el transformador y secuencialmente en el MOSFET 2 que es el interruptor flotado del inversor resonante, posteriormente el MOSFET 1 que está referenciado a tierra en el inversor medio puente tiene menor porcentaje de pérdidas cuyo valor esta aproximadamente igual que el capacitor resonante y por último los diodos rectificadores presentan el menor porcentaje de pérdidas.



Figura 6.17. Porcentaje de pérdidas en los componentes del convertidor CD/CD resonante LLC.

## 7. Conclusiones

El convertidor CD/CD resonante LLC con atenuación PWM en serie propuesto en este trabajo de tesis es viable para controlar el flujo luminoso emitido por un faro LED automotriz. Se seleccionó el tanque LLC debido a que es ampliamente usado en la industria debido a su bajo costo, aislamiento galvánico y sobre todo una alta eficiencia.

Los convertidores CD/CD resonantes hacen viable el aumento de la frecuencia de conmutación en los convertidores para disminuir el valor de inductancia y capacitancia requeridos para el funcionamiento del convertidor.

En este caso, debido a la alta frecuencia se utilizaron capacitores MKP cuya confiabilidad es mayor que la de los capacitores electrolíticos. Los capacitores MKP son empleados en aplicaciones de mediana y alta frecuencia debido a que cuentan con baja resistencia serie equivalente y una mayor vida útil. Los capacitores resonantes y de salida del convertidor son de tipo MKP esto aumenta la confiabilidad del convertidor.

Debido a la implementación de un tanque LLC, los MOSFETs del inversor resonante presentaron conmutación de cero voltaje en el encendido, en forma contraria los diodos rectificadores en los devanados secundarios del transformador, que presentaron conmutación suave de cero corriente durante la transición de apagado, esto es una característica propia del tanque LLC que no presentan otros tanques revisados en la literatura.

Queda demostrado que es viable emplear el pulso de atenuación PWM sincrónicamente para modular el funcionamiento del inversor resonante y la carga LED, manteniendo estas condiciones de obtiene un voltaje de salida constante independiente del ciclo de trabajo de la corriente de salida del convertidor. Aplicar atenuación PWM exclusivamente a la carga de LED es ineficiente debido a la generación de ganancias de voltaje no deseadas.

La eficiencia máxima obtenida en el convertidor es del 80%, este nivel de eficiencia se debe a la configuración serie del tanque resonante LLC, pues el voltaje de entrada al tanque se divide entre tres elementos pasivos que serían dos inductores y un capacitor.

La eficiencia se puede mejorar optimizando el diseño de los elementos magnéticos y seleccionando controladores y MOSFETs con mejores características para el diseño del convertidor; ya que estos elementos fueron los que presentaron un mayor porcentaje de pérdidas.

De este proyecto de tesis se presentó un artículo titulado "*LLC Resonant DC/DC Converter for LED Headlight Applications with PWM Dimming*" en el congreso internacional IEEE Energy Conversion Congress & Expo celebrado en Nashville, Tennessee en Estados Unidos del 29 octubre al 2 de noviembre del 2023.

#### 8. Referencias Bibliográficas

- [1] D. Xu, Y. Guan, Y. Wang, and X. Zhang, *Multi-MHz High Frequency Resonant DC-DC Power Converter*, 1st ed. Gateway East, Singapore: Springer, 2021. doi: https://doi.org/10.1007/978-981-15-7424-5.
- [2] E. Ballester and R. Piqué, *Electrónica de Potencia Principios Fundamentales y Estructuras Básicas*, Primera ed., vol. 85, no. I. Marcombo, 2011.
- [3] C. Li, Y. Huang, and Y. Chen, "A Single-Stage Asymmetrical Half-Bridge AC / DC Converter With Coupled Inductors," pp. 5645–5650, 2017.
- [4] C. K. Alexander. and M. N. O. Sadiku, *Fundamentos de circuitos eléctricos*, Quinta Edi. McGRAW-HILL/INTERNAMERICANA, 2013. doi: 10: 0-8400-5444-0.
- [5] J. William H. Hayt, J. E. Kemmerly., and S. M. Durbin, *Análisis de circuitos en ingeniería*, Septima Ed. Mc Graw Hill, 2007.
- [6] B. M. Wilamowski and J. D. Irwin, *Power electronics and motor drives*. 2016. doi: 10.1201/b11657-2.
- [7] M. Rashid H, *Electrónica de Potencia. Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones*, Tercera ed., vol. tercera ed, no. convertidores cd-cd. Pearsn Educación, 2004. doi: 10: 0-8400-5444-0.
- [8] N. Mohan, T. Undeland, and W. Robbins, *ELECTRÓNICA DE POTENCIA*, Tercera ed. Mc Graw Hill, 2009.
- [9] J. Zeng, G. Zhang, S. S. Yu, B. Zhang, and Y. Zhang, "LLC resonant converter topologies and industrial applications -A review," *Chinese J. Electr. Eng.*, vol. 6, no. 3, pp. 73–84, 2020, doi: 10.23919/CJEE.2020.000021.
- [10] P. Zuk and S. Havanur, "Zero-Voltage Switching Full-Bridge Converter: Operation, FOM, and Guidelines for MOSFET Selection," 2014. [Online]. Available: www.vishay.com/doc?91000
- [11] E. Chu, P. Lu, C. Xu, and J. Bao, "Zero-Current-Switching in Full-Bridge DC-DC Converters Based on Activity Auxiliary Circuit," J. Power Electron., vol. 19, no. 2, pp. 353–362, 2019, doi: 10.6113/JPE.2019.19.2.353.
- [12] C. Dincan, P. Kjaer, Y. H. Chen, S. Munk-Nielsen, and C. L. Bak, "A High-Power, Medium-Voltage, Series-Resonant Converter for DC Wind Turbines," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 9, pp. 7455– 7465, 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2770220.
- [13] B. Lu, "Control and Design Challenges for Synchronous Rectifiers," *Power Supply Design Seminar*. Texas Instruments, Dallas, Texas, pp. 1–24, 2018.
- [14] O. Yu, C. W. Chen, C. S. Yeh, and J. S. Lai, "Drain-source synchronous rectifier oscillation mitigation in light-load conditions," *IEEE Open J. Power Electron.*, vol. 1, no. February, pp. 14–23, 2020, doi: 10.1109/OJPEL.2019.2962662.
- [15] M. Rodríguez et al., "A Novel Adaptive Synchronous Rectification System for Low Output Voltage Isolated Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 8, pp. 3511–3520, 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2089944.
- [16] R. Selders, "Synchronous rectification in high performance power converter design," *Applications Engineer*. Texas Instruments, Dallas, Texas, pp. 1–6, 2016.
- [17] C. Liu, "Analysis, Design and Control of DC-DC Resonant Converter for On-board Bidirectional Battery Charger in Electric Vehicles," The University of Sheffield, 2017.
- [18] S. Guo, P. Liu, L. Zhang, and A. Q. Huang, "Design and optimization of the high frequency transformer for a 800V/1.2MHz SiC LLC resonant converter," 2017 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2017, vol. 2017-Janua, pp. 5317–5323, 2017, doi: 10.1109/ECCE.2017.8096892.

- [19] Robert W. Erickson y Dragan Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Third Edit. Boulder: Springer, 2014. doi: 10.1201/b17506-5.
- [20] G. Moschopoulos, "Soft-Switching in Power Electronic Converters-An Introduction," *Wiley Encycl. Electr. Electron. Eng.*, pp. 1–18, 2019, doi: 10.1002/047134608x.w8395.
- [21] S. Liu and X. Luo, *LED Packaging for Lighting Applications*. Hubei, China: John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, 2011. doi: 10.1002/9780470827857.
- [22] M. H. Chang, D. Das, P. V. Varde, and M. Pecht, "Light emitting diodes reliability review," *Microelectron. Reliab.*, vol. 52, no. 5, pp. 762–782, 2012, doi: 10.1016/j.microrel.2011.07.063.
- [23] R. L. Boylestad and L. Nashelsky, *Electrónica : teoría de circuitos y dispositivos electrónicos*, Decima Edi. Pearson, 2009.
- [24] J. M. Alonso, *LED Lighting And Drivers*. Asturias, Spain: University of Oviedo, 2019.
- [25] J. Ma, Y. Sun, and L. Hu, "A single-stage bridgeless LLC resonant converter with constant frequency control based LED driver," *IET Power Electron.*, vol. 14, no. 15, pp. 2507–2518, 2021, doi: 10.1049/pel2.12198.
- [26] M. Khatua *et al.*, "High-Performance Megahertz-Frequency Resonant DC-DC Converter for Automotive LED Driver Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 10, pp. 10396–10412, 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2974970.
- [27] P. Padmavathi and S. Natarajan, "A Survey on Efficient Converter Driver Techniques for LED LIGHTING Applications," 2019 Innov. Power Adv. Comput. Technol. i-PACT 2019, pp. 1–7, 2019, doi: 10.1109/i-PACT44901.2019.8960236.
- [28] K. Macalanda, "Fundamentals to automotive LED driver circuits," Texas Instruments, Dallas, Texas, 2019.
- [29] P. Narra and D. S. Zinger, "An effective LED dimming approach," Conf. Rec. IAS Annu. Meet. (IEEE Ind. Appl. Soc., vol. 3, no. 1, pp. 1671–1676, 2004, doi: 10.1109/ias.2004.1348695.
- [30] W. Yu, J. S. Lai, H. Ma, and C. Zheng, "High-efficiency dc-dc converter with twin bus for dimmable LED lighting," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 8, pp. 2095–2100, 2011, doi: 10.1109/TPEL.2011.2104368.
- [31] Y. Wang, T. Feng, W. Wang, and D. Xu, "A single-stage DC/DC converter for LED automobile headlight," *IEEE Transp. Electrif. Conf. Expo, ITEC Asia-Pacific 2014 - Conf. Proc.*, pp. 1–4, 2014, doi: 10.1109/ITEC-AP.2014.6941207.
- [32] W. Feng and F. C. Lee, "Optimal Trajectory Control of LLC Resonant Converters for LED PWM Dimming," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 3, pp. 1461–1468, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2261094.
- [33] S. Mukherjee, A. Sepahvand, and D. Maksimovic, "High-frequency LC3L resonant DC-DC converter for automotive LED driver applications," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, vol. 2018-March, pp. 797–802, 2018, doi: 10.1109/APEC.2018.8341103.
- [34] Y. Zhang, G. Rong, S. Qu, Q. Song, X. Tang, and Y. Zhang, "A High-Power LED Driver Based on Single Inductor-Multiple Output DC-DC Converter with High Dimming Frequency and Wide Dimming Range," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 8, pp. 8501–8511, 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2971207.
- [35] Y. Wang, X. Wu, Y. Hou, P. Cheng, Y. Liang, and L. Li, "Full-Range LED Dimming Driver with Ultrahigh Frequency PWM Shunt Dimming Control," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 79695–79707, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2990400.
- [36] Y. Wang, S. Gao, Y. Guan, J. Huang, D. Xu, and W. Wang, "A single-stage LED driver based on double LLC resonant tanks for automobile headlight with digital control," *IEEE Trans. Transp. Electrif.*, vol. 2, no. 3, pp. 357–368, 2016, doi: 10.1109/TTE.2016.2571781.

- [37] M. Khatua, A. Kumar, D. Maksimović, and K. K. Afridi, "A High-Frequency LCLC Network Based Resonant DC-DC Converter for Automotive LED Driver Applications," 2018 IEEE 19th Work. Control Model. Power Electron. COMPEL 2018, pp. 4–10, 2018, doi: 10.1109/COMPEL.2018.8459921.
- [38] A. M. Ammar, F. M. Spliid, Y. Nour, and A. Knott, "A 1-MHz resonant LED driver with charge-pumpbased power factor correction," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 9, no. 5, pp. 5838–5850, 2021, doi: 10.1109/JESTPE.2021.3083404.
- [39] A. Shrivastava and B. Singh, "LLC series resonant converter based LED lamp driver with ZVS," 2012 *IEEE 5th Power India Conf. PICONF 2012*, 2012, doi: 10.1109/PowerI.2012.6479553.
- [40] Z. Fang, T. Cai, S. Duan, and C. Chen, "Optimal design methodology for llc resonant converter in battery charging applications based on time-weighted average efficiency," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 10, pp. 5469–5483, 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2379278.
- [41] J. Ma, X. Wei, L. Hu, and J. Zhang, "LED driver based on boost circuit and LLC converter," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 49588–49600, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2866502.
- [42] H. Huang, "Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter Designing an LLC Resonant," *Power Supply Des. Semin. Des.*, pp. 1–30, 2010.
- [43] K. Naraharisetti and P. B. Green, "Design of 200 W boost PFC plus HB LLC resonant converter with IR1155, IRS27952 and IR11688," Munich, 2020. [Online]. Available: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-LLC\_Resonant\_Converter\_IR1155\_IRS27952\_IR11688-ApplicationNotes-v02\_02-EN.pdf?fileId=5546d4626cb27db2016d003926ff1da3
- [44] S.-Y. Yu, R. Chen, and A. Viswanathan, "Survey of Resonant Converter Topologies," in *Power Supply Design Seminar*, 2018, p. 23. [Online]. Available: www.ti.com/seclit/ml/slup376/slup376.pdf
- [45] O. O. Zengin, M. Boztepe, and A. Tekin, "Class e Resonant Converter Design for LED Drivers," Proc. -2019 IEEE 1st Glob. Power, Energy Commun. Conf. GPECOM 2019, pp. 128–133, 2019, doi: 10.1109/GPECOM.2019.8778570.
- [46] C. Bhuvaneswari and R. S. R. Babu, "A review on LLC Resonant Converter," 2016 Int. Conf. Comput. Power, Energy, Inf. Commun. ICCPEIC 2016, pp. 620–623, 2016, doi: 10.1109/ICCPEIC.2016.7557268.
- [47] M. A. Juarez, P. R. Martinez, G. Vazquez, J. M. Sosa, X. Prieto, and R. Martinez, "Analysis of buck converter control for automobile LED headlights application," 2014 IEEE Int. Autumn Meet. Power, Electron. Comput. ROPEC 2014, pp. 12–15, 2014, doi: 10.1109/ROPEC.2014.7036298.
- [48] S. A. Mortazavizadeh *et al.*, "High frequency, high efficiency, and high power density gan-based llc resonant converter: State-of-the-art and perspectives," *Appl. Sci.*, vol. 11, no. 23, 2021, doi: 10.3390/app112311350.
- [49] X. Tan and X. Ruan, "Equivalence Relations of Resonant Tanks: A New Perspective for Selection and Design of Resonant Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 4, pp. 2111–2123, 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2506151.

### 9. Anexo A.- Análisis de Fourier

Serie de Fourier para la siguiente función cuadrada periódica simétrica mostrada en la Figura 9.1 y definida en un periodo mediante f(t).



Figura 9.1. Grafica para la función cuadrada periódica simétrica f(t).

Análisis de Fourier para  $a_0$ :

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \, dt$$

Sustituyendo la función f(t) para la forma de onda cuadrada se tiene que:

$$a_{0} = \frac{2}{T} V_{in} \left[ \int_{-\frac{T}{2}}^{0} -1 \, dt + \int_{0}^{\frac{T}{2}} 1 \, dt \right] = \frac{2}{T} V_{in} \left[ -t \left| -\frac{T}{2} + t \right|_{0}^{\frac{T}{2}} \right]$$
$$a_{0} = \frac{2}{T} V_{in} \left[ -\frac{T}{2} + \frac{T}{2} \right]$$
$$a_{0} = \frac{2}{T} V_{in} [0] = 0$$

Análisis de Fourier para  $a_n$ :

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cos(n\omega t) dt$$

Sustituyendo la función f(t) para la forma de onda cuadrada se tiene que:

$$a_n = \frac{2}{T} V_{in} \left[ \int_{-\frac{T}{2}}^0 -1\cos(n\omega t) dt + \int_0^{\frac{T}{2}} 1\cos(n\omega t) dt \right]$$
$$a_n = \frac{2}{T} V_{in} \left[ \int_{-\frac{T}{2}}^0 -1\cos(n\omega t) dt + \int_0^{\frac{T}{2}} 1\cos(n\omega t) dt \right]$$
$$a_n = \frac{2}{T} V_{in} \left[ -\frac{1}{n\omega} \sin(n\omega t) \left| \begin{array}{c} 0 \\ -\frac{T}{2} + \frac{1}{n\omega} \sin(n\omega t) \right|_0^{\frac{T}{2}} \right]$$

Como  $\omega = \frac{2\pi}{T}$  se sustituye dentro de los argumentos de las funciones trigonométricas.

$$a_n = \frac{2}{T} V_{in} \left[ -\frac{1}{n\omega} \operatorname{sen}(n\pi) + \frac{1}{n\omega} \operatorname{sen}(n\pi) \right]$$
$$a_n = \frac{2}{T} V_{in} \operatorname{sen}(n\pi) \left[ \left( \frac{1}{n\omega} - \frac{1}{n\omega} \right) \right] = \frac{2}{T} V_{in} \operatorname{sen}(n\pi) [0]$$
$$\therefore$$
$$a_n = 0$$

Análisis de Fourier para  $b_n$ :

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \operatorname{sen}(n\omega t) dt$$

Sustituyendo la función f(t) para la forma de onda cuadrada se tiene que:

$$b_n = \frac{2}{T} V_{in} \left[ \int_{-\frac{T}{2}}^0 -1 \operatorname{sen}(n\omega t) \, dt + \int_0^{\frac{T}{2}} 1 \operatorname{sen}(n\omega t) \, dt \right]$$
$$b_n = \frac{2}{T} V_{in} \left[ -\frac{1}{n\omega} \left( -\cos(n\omega t) \begin{vmatrix} 0 \\ -\frac{T}{2} \end{pmatrix} + \frac{1}{n\omega} \left( -\cos(n\omega t) \begin{vmatrix} \frac{T}{2} \\ 0 \end{pmatrix} \right]$$
$$b_n = \frac{2}{T} V_{in} \left[ -\frac{1}{n\omega} \left( -\cos(0) + \cos(n\pi) \right) + \frac{1}{n\omega} \left( -\cos(n\pi) + \cos(0) \right) \right]$$

$$b_n = \frac{2}{T} V_{in} \left[ \frac{1}{n\omega} (1 - \cos(n\pi) - \cos(n\pi) + 1) \right] = \frac{2}{T} \left[ \frac{1}{n\omega} (2 - 2\cos(n\pi)) \right]$$

Como  $\omega = \frac{2\pi}{T}$  se sustituye dentro de los argumentos de las funciones trigonométricas y en el denominador de la fracción constante que multiplica al resultado de la evaluación de las integrales resueltas.

$$b_{n} = \frac{2}{Tn\omega} V_{in} \left( 2 - 2\cos(n\pi) \right) = \frac{2}{Tn \left(\frac{2\pi}{T}\right)} V_{in} \left( 2\left(1 - \cos(n\pi)\right) \right)$$
$$b_{n} = \frac{2}{n\pi} V_{in} [1 - \cos(n\pi)]$$
$$\vdots$$
$$b_{n} = \begin{cases} 0 , & n = 2, 4, 6 \dots \\ \frac{4}{n\pi} V_{in} , & n = 1, 3, 5 \dots \end{cases}$$

Entonces el análisis de Fourier considerando n = impar arroja la función:

$$f(t) = \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{2}{n\pi} V_{in} [1 - \cos(n\pi)] \operatorname{sen}(n\omega t)$$
$$\vdots$$
$$f(t) = \frac{4}{\pi} V_{in} \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \operatorname{sen}(n\omega t)$$

De la función f(t) la amplitud  $V_{in}$  puede sustituirse por el valor de la tensión de salida que genera un inversor medio puente con amplitud  $\frac{V_{CD}}{2}$  o para un inversor puente H que genera una tensión de salida de amplitud  $V_{CD}$ , la consideración anterior sirve para obtener el valor eficaz de la tensión de la fundamental de f(t).

Se puede reemplazar la amplitud  $V_{in}$  en la función f(t) con el valor de la tensión de salida generada por un inversor medio puente, que tiene una amplitud de  $\frac{V_{CD}}{2}$ , o por un inversor puente H que produce una tensión de salida con amplitud  $V_{CD}$ . Esta consideración es útil para calcular el valor eficaz de la tensión fundamental de f(t).

Entonces el valor eficaz para la fundamental de un medio puente es:

$$V_{ge(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T}} \int_0^T \left(\frac{2}{\pi} V_{DC} \operatorname{sen}(\omega t)\right)^2 d\omega t$$

Desarrollando la integral se obtiene:

$$V_{ge(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \frac{4V_{DC}^2}{\pi^2}} \left[ \int_0^{\pi} sen^2(\omega t) d\omega t + \int_{\pi}^{2\pi} sen^2(\omega t) d\omega t \right]$$
$$V_{ge(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \frac{4V_{DC}^2}{\pi^2}} \left[ \frac{1}{2} \left( \omega t - \frac{sen(2\omega t)}{2} \right) \Big|_0^{\pi} + \frac{1}{2} \left( \omega t - \frac{sen(2\omega t)}{2} \right) \Big|_{\pi}^{2\pi} \right]$$
$$V_{ge(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \frac{4V_{DC}^2}{\pi^2}} \left[ \frac{1}{2} \pi + \frac{1}{2} \pi \right]$$

Finalmente, se calcula el valor eficaz de la componente fundamental del voltaje generado por un inversor medio puente, expresado como:

$$V_{ge(RMS)} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{CD}$$

Se hace el mismo procedimiento en el caso de un inversor puente H. Por lo tanto, el valor eficaz de la componente fundamental del voltaje generado por un inversor puente H, expresado como:

$$V_{ge(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{4}{\pi} V_{DC} \operatorname{sen}(\omega t)\right)^2 d\omega t}$$
  
$$\vdots$$
$$V_{ge} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{CD}$$

## 10. Anexo B.- Cálculo de un transformador

Este método está basado en la aproximación a un toroide equivalente, es aplicable a todas las formas de ferritas U, E, POT, ETD, etc (véase Figura 10.1).



Figura 10.1. Representación del método de aproximación a un toroide equivalente para cálculo de transformadores e inductores.

Datos generales:				
$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-07} \frac{H}{m}$		Permeabilidad al vacío		
$R_{cu} = 1.7 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$		Resistencia del cobre a 20°C		
$n = \frac{1}{0.12} = 8.3333$		Relación de transformación		
$V_i = 9 V$		Tensión de entrada		
$f = 400 \ kHz$		Frecuencia		
$I_{1rms} = 7 A$		Corriente eficaz en el primario		
$D_1 = 0.1  mm$	$D_2 = 0.07 \ mm$	Diámetro del conductor		
$n_{s1} = 100$	$n_{s2} = 119$	Número de hilos (Litz)		
$g = 0.415 \ mm$		Entrehierro		
Datos del material N87 <sup>1</sup>				
$\mu_r = 2200$		Permeabilidad relativa		
$B_{ac} = 0.05 T$		Flujo magnético		
$P_{\nu} = 180 \cdot \frac{kW}{m^3}$		Pérdidas en el núcleo		
Datos del núcleo ETD29 <sup>1</sup>				
------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	-------------------------------------------------------------------------------	--		
$A_e = 76 \ mm^2$	Área			
$I_e = 70.4 \ mm$	Comprimiento efectivo			
$V_e = 5350 \ mm^3$	Volumen del núcleo			
$A_n = 97 \ mm^2$	Área de ventana			
$I_n = 52.8 \ mm$	Comprimiento medio de una espira			
Cálc	ulos:			
Devanado primario	Devanado secundario			
Vueltas en el primario	Vueltas en el secundario			
$N_1 = \frac{V_i}{4 \cdot B_{ac} \cdot A_e \cdot f} = 1.48 \approx 2$	$N_2 = n \cdot N_1 = 16.667 \approx 17$			
Longitud de hilo o alambre	Longitud de hilo o alambre			
$L_{w_1} = N_1 \cdot I_n = 0.106 \ m$	$L_{w_2} = N_1 \cdot I_e = 1.197 \ m$			
Sección de enrollamiento	Sección de enrollamiento			
$A_{w_1} = \frac{n_{s1} \cdot \pi \cdot D_1^2}{4} = 7.854 \cdot 10^{-7} m^2$	$A_{w_2} = \frac{n_{s2} \cdot \pi \cdot D_2^2}{4} = 4.58 \cdot 10^{-7} \ m^2$			
Resistencia del enrollamiento	Resistencia del enrollamiento			
$R_{w_1} = \frac{R_{cu} \cdot L_{w_1}}{A_{w_1}} = 2.286 \cdot 10^{-3} \Omega$	$R_{w_2} = \frac{R_{cu} \cdot L_{w_2}}{A_{w_2}} = 0.044 \ \Omega$			
Perdidas	Perdidas			
$P_{w_1} = R_{w_1} \cdot I_{1rms}^2 = 0.112 W$	$P_{w_2} = \frac{R_{w_2} \cdot I_{1rms}^2}{n^2} = 0.031  W$			
Factor de er	npaquetado <sup>2</sup>			
$P_f = \frac{(N_1 \cdot n_{s1} \cdot D_1^2 + 2 \cdot 2)}{(N_1 \cdot n_{s1} \cdot D_1^2 + 2 \cdot 2)}$	$\frac{N_2 \cdot n_{s2} \cdot D_2^2) \cdot \pi}{0.177} = 0.177$			
*Ver notas 2,3,4 v 5. $4 \cdot A$	n			
Pérdidas en el núcleo				
$P_c = P_v \cdot V_e$	= 0.963 W			
Pérdidas en	el conductor			
$P_{wire} = P_{w_1} + $	$P_{w_2} = 0.143 W$			
Pérdidas totales				
$P_t = P_c + P_{wire} = 1.106 W$				
Inductancia magnetizante o del devanado primario				
$L_m = \frac{N_1^2}{\frac{I_e}{\mu_r \cdot \mu_o \cdot A_e} + \frac{g}{\mu_o \cdot A_e}} = 8.55 \cdot 10^{-7} H$				
Inductancia del de	vanado secundario			
$L_{sec} = n^2 \cdot L_m =$	$= 5.935 \cdot 10^{-5} H$			

Potencia aparente	
$S = V_i \cdot I_{1rms} = 63 W$	
Eficiencia	
$\eta = (S - P_t) \cdot \frac{100}{S} = 98.244$	

Notas:

- 1. Es importante revisar las hojas de datos del tipo de núcleo empleado y el material magnético del que está hecho.
- 2. El factor de empaquetado siempre debe ser menor a 0.3 ( $P_f < 0.3$ ), para que el transformador o inductor puedan ser fabricados en el núcleo seleccionado, si no se cumple esto, es necesario cambiar el núcleo por uno más grande.
- 3. La ecuación anterior es para un transformador con un devanado principal y dos secundarios, empleando hilo Litz para su construcción.
- 4. El múltiplo "2" en la ecuación hace referencia a la cantidad de devanados secundarios, este término puede ser sustituido por la cantidad de devanados secundarios requeridos.
- 5. Para construir un transformador con alambre magnetizado los términos  $n_{s1,s2} = 1$ , debido a que un alambre esta constituido por un solo hilo o filamento de cobre.

# 11. Anexo C.- Configuración de Raspberry PI PICO

#### Paso 1

Mantenga presionado el botón BOOTSEL y conecte su Pico al puerto USB de su computadora. Suelta el botón BOOTSEL después de que tu Pico esté conectado.

Se montará como un dispositivo de almacenamiento masivo llamado RPI-RP2.

✓ Dispositivos y unidades (3)		
Windows (C:)	Windows (D:)	RPI-RP2 (E:)
270 GB disponibles de 442 GB	804 GB disponibles de 922 GB	127 MB disponibles de 127 MB

### Paso 2

EL IDE Thonny no reconocerá en este punto la Raspberry PI PICO, por lo que es necesario descargar un archivo del siguiente link web:

https://www.raspberrypi.com/documentation/microcontrollers/micropython.html

Download the correct MicroPython UF2 file for your board:

- Raspberry Pi Pico
- · Raspberry Pi Pico W with Wi-Fi support
- · Raspberry Pi Pico W with Wi-Fi and Bluetooth LE support

Se selecciona la opción enmarcada en color rojo "Raspberry PI PICO", para seleccionar el archivo MicroPython UF2 adecuado y descargarlo.

## Paso 2

Arrastre y suelte el archivo MicroPython UF2 en el volumen RPI-RP2.

🖈 Acceso rápido				
📃 Escritorio 🛛 🖈	✓ Hoy (1)			_
👆 Descargas 🛛 🖈	RPI_PICO-20231005-v1.21.0.uf2	09/10/2023 04:45 p.m.	Archivo UF2	622 KB
📙 mi compu gto 🛛 🖈	✓ Al principio de este año (4)			
🚆 Documentos 🛛 🖈	📴 Acta de nacimiento rocio.pdf	03/08/2023 04:54 p.m.	Microsoft Edge P	411 KB
📰 Imágenes 🛛 🖈	DISTRACION Y TECNICAS DE MAN	30/08/2023 03:46 p. m.	Microsoft Edge P	221 KB
Articulo	ADMINISTRACION Y TECNICAS DE MAN	30/08/2023 03:46 p. m.	Documento de Mi	167 KB
Button_Switch_THT.30	310006006802309041939713278.pdf	03/08/2023 04:53 p.m.	Microsoft Edge P	18 KB
Raspberry Tesis				
💻 Este equipo				
RPI-RP2 (E:)				
+ Copiar a	a RPI-RP2 (E:)			

### Paso 3

Tu Raspberry PI PICO se reiniciará y dejará de aparecer en la lista de dispositivos y unidades conectadas a la computadora.



### Paso 4

Abrir el IDE Thonny e ir a la pestaña "Ejecutar" y seleccionar la opción de "Configurar interprete".



## Paso 5

Una vez seleccionado lo anterior se aparecerá la siguiente ventana, en donde es importante seleccionar la tarjeta de desarrollo Raspberry PI PICO como interprete, después en la sección "Puerto", escoger el puerto donde esté conectada la Raspberry PI PICO y pulsar "Ok"

🙀 Opciones de Thonny	×
General Intérprete Editor Temas y Fuentes Ejecutar y Depurar Terminal Consola Asistente	
¿Qué tipo de intérprete debe utilizar Thonny para ejecutar su código? MicroPython (Raspberry Pi Pico)	~
Detalles Conecte su dispositivo a la computadora y seleccione el puerto correspondiente a continuación (buscar por un nombre de dispositivo, "USB Serial" o "UART"). Si no puede encontrarlo, es posible que primero deba instalar el controlador USB adecuado.	
Puerto	
Dispositivo serie USB (COM16)	$\sim$
Dispositivo serie USB (COM16) < Intenta detectar el puerto automáticamente >	
Sincronizar el reloj de tiempo real del dispositivo	_
Utilizar la hora local en el reloj de tiempo real	
Reiniciar el intérprete antes de ejecutar un script	
Install or update MicroPyt	<u>:hon</u>
Ok	Cancelar

En la consola del IDE Thonny aparecerá la siguiente leyenda.



Con estos pasos, queda habilitada la tarjeta de desarrollo Raspberry PI PICO para programarla.

#### Paso 6

Para cargar cualquier programa, basta con dar click en el botón verde ejecutar o F5 y el programa se cargará al Raspberry PI PICO.

Thonny - C:\Users\crist\Desktop\Cristian\ITESI\Maestría\Tesis\Códigos\Push\_botto

```
Fichero Editar Visualización Ejecutar
                                 Herramientas Ayuda
🗋 📂
                   🔿 3. .e 🕨
Push_botton.py
     from machine import Pin, PWM
  1
     import time
  2
  З
  4 # Definir los pines de los pulsadores y los pines PWM
  5 increase button = Pin(14, Pin.IN, Pin.PULL DOWN)
  6 decrease button = Pin(15, Pin.IN,Pin.PULL DOWN)
  7
     pwm pin 1 = PWM(Pin(19))
  8
     pwm pin 2 = PWM(Pin(18))
  9
    # Frecuencia de los PWMs (en Hz)
 10
 11
    frequency = 200
 12
     # Ciclo de trabajo inicial (en porcentaje) para ambos PWMs
 13
 14
    duty_cycle = 50
 15
     # Establecer la frecuencia de los PWMs
 16
 17
     pwm pin 1.freq(frequency)
     pwm_pin_2.freq(frequency)
 18
 19
    # Función para actualizar el ciclo de trabajo y el PWM
 20
 21 def update pwm duty(pwm, new duty):
 22
         duty value = int((65535 * new duty) / 100)
 23
         pwm.duty u16(duty value)
 24
     while True:
 25
 26
        # Leer el estado actual de los pulsadores
 27
 28
         increase state = increase button.value()
 29
         decrease state = decrease hutton value()
```

## Paso 7

Si es necesario que la tarjeta trabaje con una fuente externa sin estar conectada a una computadora, es necesario guardar el código en la memoria del Raspberry PI PICO

🔀 Where to save to?	$\times$
Este computador	
Raspberry Pi Pico	

Al seleccionar Raspberry PI PICO, se guarda el código con el nombre "main.py"

🕠 Guardar a Raspberry Pi Pico	×
Raspberry Pi Pico	= ^
Nombre	Tamaño (bytes)
Nombre de archivo: main.py	Ok Cancelar

Esto hace que se guarde el código y se ejecute cada vez que se energice la tarjeta con una fuente externa que no sea una computadora.

#### 12. Anexo D.- Código para generación de PWM

Este código fue desarrollado en el IDE Thonny usando el lenguaje MicroPython para programar una Raspberry PI PICO.

```
from machine import Pin, PWM
import time
# Definir los pines de los pulsadores y los pines PWM
increase_button = Pin(14, Pin.IN, Pin.PULL_DOWN)
decrease_button = Pin(15, Pin.IN, Pin.PULL_DOWN)
pwm_pin_1 = PWM(Pin(19))
pwm_pin_2 = PWM(Pin(18))
# Frecuencia de los PWMs (en Hz)
frequency = 200
# Ciclo de trabajo inicial (en porcentaje) para ambos PWMs
duty_cycle = 50
# Establecer la frecuencia de los PWMs
pwm_pin_1.freq(frequency)
pwm_pin_2.freq(frequency)
# Función para actualizar el ciclo de trabajo y el PWM
def update_pwm_duty(pwm, new_duty):
    duty_value = int((65535 * new_duty) / 100)
    pwm.duty_u16(duty_value)
while True:
   # Leer el estado actual de los pulsadores
    increase_state = increase_button.value()
```

```
decrease_state = decrease_button.value()
# Verificar si se presionó el pulsador de aumento
if increase_state == 0:
    duty_cycle += 10
    if duty_cycle > 100:
        duty_cycle = 100
    # Actualizar ambos PWMs
    update_pwm_duty(pwm_pin_1, duty_cycle)
    update_pwm_duty(pwm_pin_2, duty_cycle)
    # Esperar un breve período para evitar rebotes
    time.sleep_ms(50)
# Verificar si se presionó el pulsador de disminución
if decrease_state == 0:
    duty_cycle -= 10
    if duty_cycle < 10:
        duty_cycle = 10
    # Actualizar ambos PWMs
    #update_pwm_duty(pwm_pin_1, duty_cycle)
    #update_pwm_duty(pwm_pin_2, duty_cycle)
    # Esperar un breve período para evitar rebotes
    time.sleep_ms(50)
# Pequeño retardo para el antirrebote
time.sleep_ms(50)
```