



EDUCACIÓN

SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO

Tecnológico Nacional de México

Centro Nacional de Investigación
y Desarrollo Tecnológico

Tesis de Maestría

Diseño de un convertidor CA/CD para alimentación LED

presentada por

Ing. Nancy Danae Paniagua Peñaloza

como requisito para la obtención del grado de
Maestra en Ciencias de la Electrónica

Director de tesis

Dr. Luis Gerardo Vela Valdés

Codirector de tesis

Dr. Mario Ponce Silva

Cuernavaca, Morelos, México. Julio de 2021.



Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
Departamento de Ingeniería Electrónica

Cuernavaca,
Mor.,
No. de Oficio:
Asunto:

07/julio/2021

DIE/146/2021

Aceptación de documentos de
tesis

DR. CARLOS MANUEL ASTORGA ZARAGOZA
SUBDIRECTOR ACADÉMICO
PRESENTE

Por este conducto, los integrantes de Comité Tutorial de la **C. Ing. Nancy Danae Paniagua Peñaloza**, con número de control **M19CE041** de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le informamos que hemos revisado el trabajo de tesis profesional titulado "Diseño De Un Convertidor CA/CD Para Alimentación LED" y hemos encontrado que se han realizado todas las correcciones y observaciones que se le indicaron, por lo que hemos acordado aceptar el documento de tesis y le solicitamos la autorización de impresión definitiva.

DIRECTOR DE TESIS

Dr. Luis Gerardo Vela Valdés
Doctor en Ciencias en Ingeniería
Electrónica
Cédula profesional 7980044

CODIRECTOR DE TESIS

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

REVISOR 1

Dr. Carlos Aguilar Castillo
Doctor en Ciencias en Ingeniería
Electrónica
Cédula profesional 3581040

REVISOR 2

M. C. Alfredo González Ortega
Maestro en Ciencias en Ingeniería
Electrónica
Cédula profesional 5695647

C.p. M.E. Guadalupe Garrido Rivera- Jefa del Departamento de Servicios Escolares
Estudiante
Expediente

HEE/mrsr.



EDUCACIÓN

SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO

Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
Subdirección Académica

Cuernavaca, Mor.,

26/agosto/2021

No. de Oficio:

SAC/113/2021

Asunto:

Autorización de
impresión de tesis

NANCY DANAÉ PANIAGUA PEÑALOZA
CANDIDATA AL GRADO DE MAESTRA EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
PRESENTE

Por este conducto tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado "Diseño De Un Convertidor CA/CD Para Alimentación LED", ha informado a esta Subdirección Académica, que están de acuerdo con el trabajo presentado. Por lo anterior, se le autoriza a que proceda con la impresión definitiva de su trabajo de tesis.

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

ATENTAMENTE

"Excelencia en Educación Tecnológica"

"Educación Tecnológica al Servicio de México"

DR. CARLOS MANUEL ASTORGA ZARAGOZA
SUBDIRECTOR ACADÉMICO



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

C.c.p. M.E. Guadalupe Garrido Rivera. Jefa del Departamento de Servicios Escolares

Expediente

CMAZ/CHG



Interior Internado Palmira S/N, Col. Palmira, C. P. 62490,
Cuernavaca, Morelos Tel. (01) 777 3 62 77 73, ext. 4104,

e-mail: acad_cenidet@tecnm.mx

www.tecnm.mx | www.cenidet.tecnm.mx



A Dios y mi familia

Por su apoyo y bendiciones

AGRADECIMIENTOS

A Dios por permitirme llegar hasta este punto de mi vida, por iluminar mi camino en los momentos difíciles y llenarme de bendiciones.

A mis padres por su todo su amor, su apoyo y su cariño que me brindan cada día apenar de las dificultades. A mis hermanos por apoyarme en esta etapa de mi vida.

A mis directores de tesis, el Dr. Luis Gerardo Vela y el Dr. Mario Ponce por darme la oportunidad de trabajar con ellos, por compartir sus conocimientos, sus consejos y paciencia me ayudaron en mi crecimiento profesional.

A mis revisores, el Dr. Carlos Aguilar y el M.C. Alfredo González por compartir su experiencia, sus observaciones, comentarios y sugerencias que ayudaron a mejorar esta tesis.

A mis profesores, por haber contribuido en mi desarrollo académico.

A Daniel Salazar por darme la oportunidad de trabajar con él, sus consejos y su apoyo para el desarrollo del trabajo.

A Joan Elías por su apoyo y motivación para salir adelante.

América Morales y Jorge Rendon por su gran amistad, motivación y darme mejores consejos.

A mis compañeros generación por hacer más agradable mi estancia en la maestría.

Al Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET), gracias por la oportunidad de seguir aprendiendo.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT), por darme los recursos necesarios para seguir estudiando.

RESUMEN

En los últimos años el uso de dispositivos LED ha aumentado significativamente, esto debido a su larga vida útil, su alta eficiencia lumínica y que son amigables con el medio ambiente. Asimismo, las lámparas para iluminación LED requieren de una fuente de alimentación, la cual, requiere del cumplimiento de varias normas de calidad. En México la norma NOM-030-ENER-2016 establece las especificaciones para el uso eficiente de la energía en las lámparas LED y el Fidecomiso para el Ahorro de Energía Eléctrica (FIDE) determina los criterios y límites para obtener el sello de garantía para el uso en lámparas LED.

Con base en lo antes mencionado surge la necesidad de un diseño específico para dicha fuente de alimentación. Por otro lado, la electrónica de potencia ofrece diferentes tipos de técnicas para aplicaciones LED, las cuales consideran la eficiencia global, el factor de potencia y la distorsión armónica del sistema.

En esta tesis se presenta una solución que permite cumplir con las especificaciones necesarias para iluminación LED, implementando una variación del convertidor flyback. La solución se basa en la reconexión del primario y secundario del convertidor flyback, obteniendo beneficios como: una mayor eficiencia, menor potencia procesada y un número reducido de componentes electrónicos.

Los resultados muestran un menor porcentaje de potencia procesada en el convertidor propuesto, generando así, un menor estrés en los componentes electrónicos en comparación a un flyback convencional. Asimismo, el convertidor propuesto procesa el 85% de la potencia de entrada y el resto va directamente a la carga, este procesamiento parcial de la energía aumenta la eficiencia del sistema. Todo lo antes mencionado se logra cumpliendo los requisitos establecidos por la NOM-030-ENER-2016, las recomendaciones del FIDE y los estándares internacionales.

ABSTRACT

In the last few years, the use of LED devices has increased significantly due to their long lifetime, high luminous efficiency and environmental friendliness. Also, LED lighting lamps require a power supply, which requires compliance with several quality standards. In Mexico, the NOM-030-ENER-2016 standard establishes the specifications for the efficient use of energy in LED lamps and the trust fund for electric energy savings (FIDE) determines the criteria and limits to obtain the warranty seal for the use of LED lamps.

Based on the aforementioned, the need for a specific design for such power supply arises. In addition, power electronics offers different types of techniques for LED applications, which consider the overall efficiency, power factor and harmonic distortion of the system.

In this thesis a solution is presented that allows to meet the necessary specifications for LED lighting, implementing a variation of the flyback converter. The solution is based on the reconnection of the primary and secondary of the flyback converter, obtaining benefits such as: higher efficiency, lower processed power and a reduced number of electronic components.

The results show a lower percentage of processed power in the proposed converter, thus generating less stress on the electronic components compared to a conventional flyback. Also, the proposed converter processes 85% of the input power and the rest goes directly to the load, this partial processing of the energy increases the efficiency of the system. All of the above is achieved by complying with the requirements established by NOM-030-ENER-2016, FIDE recommendations and international standards.

CONTENIDO

AGRADECIMIENTOS	iii
RESUMEN	iv
ABSTRACT	v
LISTA DE FIGURAS	ix
LISTA DE TABLAS	xii
ACRÓNIMOS	xiii
CAPÍTULO 1. Introducción.....	1
1.1 Antecedentes	2
1.1.1 Normas de calidad para sistemas de iluminación.....	3
1.1.2 Fuente de alimentación LED	5
1.1.3 Planteamiento del problema	6
1.2 Propuesta de solución.....	7
1.3 Objetivos	8
1.3.1 Objetivo general.....	8
1.3.2 Objetivos específicos.....	8
1.4 Alcances y limitaciones	9
1.5 Organización del documento.....	9
CAPÍTULO 2. Revisión del estado del arte	11

2.1	Introducción.....	12
2.2	Topologías con regulación de la corriente	12
2.3	Topologías con diversas etapas	15
2.4	Topologías con elementos almacenadores de energía	17
2.5	Topologías para el procesamiento de energía	19
CAPÍTULO 3. Análisis y diseño del convertidor		22
3.1	Introducción.....	23
3.2	Modelado para el análisis promediado de baja frecuencia.....	24
3.3	Análisis del contenido armónico de corriente (THDi).....	26
3.4	Análisis del flujo de potencia de la topología propuesta.....	30
3.5	Análisis del flyback.....	34
CAPÍTULO 4. Simulación y resultados experimentales		38
4.1	Diseño de la propuesta de solución	39
4.2	Simulación del convertidor	42
4.3	Simulación del modelo en baja frecuencia	45
4.4	Construcción del prototipo.....	47
4.5	Resultados experimentales	49
4.5.1	Protocolo de pruebas.....	49
4.6	Comparación de resultados con la literatura	56

CAPÍTULO 5. Conclusiones, observaciones y trabajos futuros	62
5.1 Conclusiones.....	63
5.2 Observaciones	63
5.3 Trabajos futuros	64
REFERENCIAS.....	65

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Comparativa de eficiencia energética (Lm/W). Halogenuros metálicos, inducción magnética, fluorescencia con tubos TL5 y LED [1].	2
Figura 1.2 Diagrama de bloques de un convertidor CA/CD para alimentación LED	6
Figura 1.3 Topología propuesta [10].....	8
Figura 2.1 Flyback conectado en cascada	13
Figura 2.2 Convertidor para alimentación LED de corriente pulsante	13
Figura 2.3 Diagrama de inyección de armónicos	14
Figura 2.4 Diagrama de topología con dos etapas.....	15
Figura 2.5 Convertidor con 3 etapas	16
Figura 2.6 Convertidor para alimentación LED con almacenamiento de energía..	17
Figura 2.7 Convertidor CFP seguido de un convertidor bidireccional como segunda etapa	18
Figura 2.8 Convertidor CFP seguido de un convertidor con cancelación de rizo ..	19
Figura 2.9 Cascada parcial en alimentación LED.....	20
Figura 3.1 a) flyback convencional b) flyback reacomodado	23
Figura 3.2 Modelo del convertidor en APBF	24
Figura 3.3 Modelo del LED.....	25
Figura 3.4 Circuito equivalente en baja frecuencia.....	25

Figura 3.5 Formas de onda de i_r y i_{ac}	27
Figura 3.6 THD vs ganancia (m)	29
Figura 3.7 Factor de potencia.....	30
Figura 3.8 Esquema de flujo de potencia en un convertidor flyback, diagrama superior y el circuito propuesto, diagrama inferior.....	30
Figura 3.9 Porcentaje de potencia procesada por el flyback Q vs m.....	34
Figura 3.10 Formas de onda del convertidor. a) Disparo del interruptor b) Corriente del primario c) Corriente del secundario.....	35
Figura 3.11 Voltaje del capacitor	37
Figura 4.1 Curva I-V	39
Figura 4.2 Caracterización del LED.....	40
Figura 4.3 Simulación del circuito propuesto en el programa Orcad Pispice	42
Figura 4.4 Corriente de salida, voltaje de salida y potencia de salida	43
Figura 4.5 Corriente del primario y secundario del transformador.....	43
Figura 4.6 Forma de onda de las potencias: P_{Fo}, P_{Fi}, P_i	44
Figura 4.7 FP obtenido en el programa Orcad Pspice	44
Figura 4.8 Esquemático de APBF	45
Figura 4.9 Voltaje y corriente de salida	46
Figura 4.10 P_i y P_o	46

Figura 4.11 FP obtenido por el programa PSIM	47
Figura 4.12 LED seleccionado	48
Figura 4.13 Fotografía de la implementación del circuito	48
Figura 4.14 Corriente de salida, señal superior y voltaje de salida, señal inferior .	50
Figura 4.15 Corriente del primario del transformador, señal superior y voltaje V_{Ds} , señal inferior.....	51
Figura 4.16 Corriente del secundario del transformador, señal superior y voltaje V_{AK} señal inferior.....	52
Figura 4.17 FP obtenido en el circuito implementado	52
Figura 4.18 Eficiencia del convertidor y tamaño eléctrico	53
Figura 4.19 Porcentaje de armónicos tomando como referencia la norma IEC61000- 3-2 clase C y los obtenidos en el circuito propuesto	54
Figura 4.20 Distribución de la potencia procesada.....	56
Figura 4.21 Tiempo muerto t_x de la corriente de entrada	58
Figura 4.22 Potencia de entrada con límites de integración de [10].....	59
Figura 4.23 Límites de integración modificados	60

LISTA DE TABLAS

Tabla 1.1 Comparativa de la vida útil de lámparas de iluminación	3
Tabla 1.2 Límites para equipos de clase C.....	5
Tabla 1.3 Criterios de diseño	9
Tabla 2.1 Resumen de topologías con regulación de corriente	15
Tabla 2.2 Resumen de topologías con diversas etapas	16
Tabla 2.3 Resumen de topologías con elementos almacenadores de energía	19
Tabla 2.4 Resumen de topologías para el procesamiento de energía.....	21
Tabla 3.1 Ecuaciones para el flujo de potencia [10]	31
Tabla 4.1 Características del LED	40
Tabla 4.2 Cálculo del convertidor	40
Tabla 4.3 Listado de componentes utilizados para la implementación del circuito propuesto	47
Tabla 4.4 Normas de calidad	53
Tabla 4.5 Resumen de la topología implementada.....	54
Tabla 4.6 Comparativa de los resultados obtenidos	55
Tabla 4.7 Comparativa de topologías de la literatura y la implementada	57
Tabla 4.8 Ecuaciones actualizadas	60

ACRÓNIMOS

A	Ampere
APBF	Análisis promediado de baja frecuencia
CA	Corriente alterna
CCR	Convertidores de cancelación de ruido
CD	Corriente directa
CENIDET	Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
CFP	Corrección del factor de potencia
FIDE	Fideicomiso para el ahorro de la energía eléctrica
FP	Factor de potencia
HID	Alta densidad de carga
LED	Light emitting diode
Lm/W	Lúmenes-watts
MCD	Modo de conducción discontinuo
MOSFET	Transistor de efecto de campo
RGB	Red, green, blue
R^2P^2	Procesamiento reducido de energía redundante
SEPIC	Single-Ended Primary-Inductor Converter
$THDi$	Distorsión armónica total en corriente
V	Voltaje

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

1.1 Antecedentes

El desarrollo de la tecnología de diodos emisores de luz (también conocidos como LED, por sus siglas en inglés) ha generado nuevas oportunidades en el mercado de la iluminación, debido que se han mejorado los materiales que se utilizan para su construcción aumentando así su eficiencia y con una mayor vida útil.

Los principales motivos del incremento de la tecnología LED en sistemas de iluminación son:

- Mayor eficiencia luminosa. En [1] se hace una comparativa de algunas lámparas comerciales poniendo como ejemplo: halogenuros metálicos (400W HPI plus Philips), fluorescencia con tubos TL5 (4x80W Master TL5 HO 80W/840 1SL Philips), fluorescencia por inducción (250W Icetron Sylvania-Osram) y dispositivos LED. En la Figura 1.1 se observa una comparación de la eficiencia energética en lámparas comerciales. Los valores observados en la figura muestran una mayor eficiencia lumínica del LED respecto al resto de tecnologías analizadas.

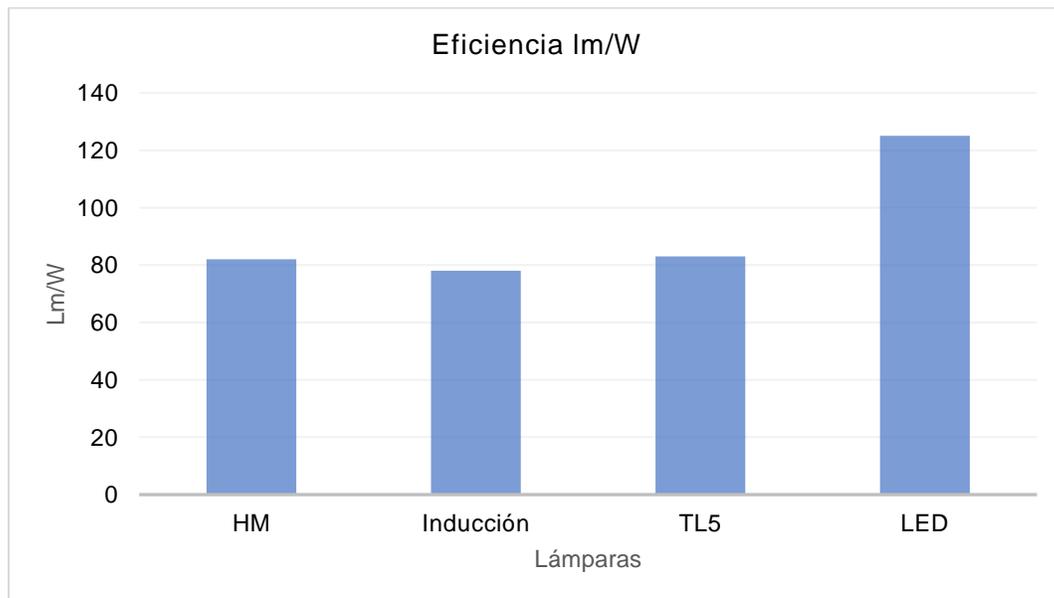


Figura 1.1 Comparativa de eficiencia energética (Lm/W). Halogenuros metálicos, inducción magnética, fluorescencia con tubos TL5 y LED [1]

- Vida útil. En la Tabla 1.1 se realizó la comparativa de la vida útil de distintos tipos de lámparas comerciales. Se observa que los dispositivos LED cuentan con una vida útil de 100,000hrs., superior a las tecnologías analizadas.

Tabla 1.1 Comparativa de la vida útil de lámparas de iluminación

Lámpara	Vida útil
HM	20,000hrs.
TL5	30,000hrs.
Inducción	60,000hrs.
LED	100,000hrs.

- Amigable con el medio ambiente. En los dispositivos LED no contienen los materiales contaminantes como el mercurio que contienen las lámparas de alta intensidad de descarga (también conocidas como HID, por sus siglas en inglés).

Las lámparas LED están constituidas principalmente por: la cadena de LED y la fuente de alimentación. La cadena de LED se compone de un cierto número de diodos emisores de luz [2]. Por su parte, la fuente de alimentación implica un diseño especializado, ya que el dispositivo LED es no resistivo [3], por lo tanto cuenta con un comportamiento no lineal, todo esto aunado al cumplimiento de las normas de calidad de factor de potencia (*FP*) y distorsión armónica (también conocido como *THD* por sus siglas en inglés).

1.1.1 Normas de calidad para sistemas de iluminación

La norma de calidad que se maneja en México es la NOM-030-ENER-2016. Esta norma establece las especificaciones para el uso eficiente de la energía de lámparas LED para iluminación general, se aplica a todos los sistemas de iluminación con tensiones eléctricas de alimentación de 100V – 277V en corriente

alterna y una frecuencia de $50\text{Hz} - 60\text{Hz}$. Se permite que una lámpara LED pueda marcarse como alto factor de potencia si se calcula un $FP \geq 90\%$ y puede marcarse como baja distorsión armónica si se obtiene un valor de $THDi \leq 30\%$ [4].

En México se tienen los criterios y límites de sello FIDE que son los requisitos que se debe cumplir para reconocimiento de eficiencia energética. Estas especificaciones se deben cumplir por los modelos de luminarios y lámparas integradas con dispositivos LED de uso interior, con tensiones nominales de operación de $120\text{V} - 277\text{V}$ con una variación de $\pm 10\%$, a una frecuencia de alimentación de 60Hz . Los requisitos de calidad son un $FP \geq 90\%$ y una distorsión armónica en corriente menor o igual al 32% [5].

Por otra parte, se tiene la norma europea IEC-61000-3-2 clase C [6], la cual indica la limitación de corrientes armónicas inyectadas a la red de suministro, es aplicable a equipos eléctricos y electrónicos de corriente de entrada menos o igual a 16A por fase. Los equipos de iluminación con una potencia de entrada mayor a 25W , no deben de pasar los límites de la Tabla 1.2. Sin embargo, la norma no aplica en sistemas eléctricos de México debido a que es para equipos alimentados con tensiones nominales de $220\text{V} - 380\text{V}$, $230\text{V} - 400\text{V}$ y $240\text{V} - 415\text{V}$ a frecuencias de $50\text{Hz} - 60\text{Hz}$, pero se toman como referencia las limitaciones presentadas.

Tabla 1.2 Límites para equipos de clase C

Orden del armónico (n)	Corriente armónica máxima admisible expresada en porcentaje de la corriente de entrada a la frecuencia fundamental (%)
2	2
3	$30 * FP$
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$	3
(Sólo armónicos impares)	

Es importante desarrollar sistemas de alimentación que se mantengan operando en las limitaciones del FP y $THDi$ que presentan las normas de calidad.

1.1.2 Fuente de alimentación LED

Por lo general, las fuentes de alimentación LED utilizan convertidores de potencia CA/CD. Estos convertidores incluyen componentes pasivos y componentes activos tales como: inductores, capacitores, resistencias, interruptores y circuitos integrados como se observa en la Figura 1.2. Asimismo, debido a la larga vida útil de los dispositivos LED [7] es importante la correcta selección de los componentes activos y pasivos.

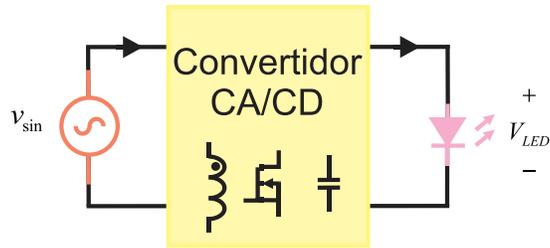


Figura 1.2 Diagrama de bloques de un convertidor CA/CD para alimentación LED

En la literatura se han reportado propuestas de convertidores CA/CD que separan la conversión de energía en diversas etapas, la primera etapa comúnmente se utiliza como corrección del factor de potencia (CFP) y la segunda para la regulación de corriente o voltaje. No obstante, esta solución tiene un alto costo de implementación debido al número de elementos utilizados, sin embargo, el inconveniente principal de tener diversas etapas es la disminución de la eficiencia global del convertidor (η_T), debido a que la eficiencia es igual al producto de la eficiencia de cada etapa del convertidor, es decir:

$$\eta_T = \eta_1 \eta_2 \dots \eta_n \quad 1.1$$

La disminución de la eficiencia del sistema reduce la relación de lúmenes-watts (lm/W) de la lámpara LED. En el intento de aumentar la eficiencia global de la conversión de energía, se propuso el procesamiento reducido de energía redundante (R^2P^2), el objetivo principal es que una fracción de la potencia total de salida sea procesada por el convertidor con las características favorables del enfoque de los convertidores con diversas etapas como lo son: el *FP* y la regulación de voltaje de salida.

1.1.3 Planteamiento del problema

Un dispositivo LED, el cual es un tipo de diodo, posee un comportamiento no lineal [3]. Por esta razón, es necesario el diseño correcto de la fuente de alimentación, el

cual a su vez considere un FP superior al 90% [8] y un THD menor al 30% , para el cumplimiento de las normas de calidad [4].

En las fuentes de alimentación LED se debe de cumplir dos aspectos importantes: la durabilidad y el cumplimiento de las normas de calidad.

Actualmente se han propuesto diversas soluciones que consisten en reemplazar los capacitores electrolíticos por capacitores de diferentes materiales, debido a que estos limitan la vida útil de la fuente de alimentación, ya que es al menos de 2 a 3 veces menor que la vida útil de un dispositivo LED [9].

Respecto al cumplimiento de las normas de calidad, se asocia a convertidores con CFP y se busca que sea solución de una etapa para evitar la disminución de la eficiencia total.

Se plantea buscar una solución que permite diseñar una fuente de alimentación para lámparas LED con un número reducido de elementos aplicando la técnica del procesamiento parcial de energía y que realice la corrección del factor de potencia sin la utilización de etapas adicionales.

Una opción viable es la optimización del convertidor flyback, es factible debido a que cuenta con un número reducido de componentes electrónicos y facilita su implementación. Una ventaja en el convertidor flyback es que si trabaja en modo de conducción discontinuo (MCD) corrige el factor de potencia de manera automática.

1.2 Propuesta de solución

Para esta tesis se propone una variación del convertidor flyback. En la Figura 1.3 se observa que el voltaje de entrada sinusoidal se conecta a un rectificador puente completo, el secundario del transformador se conecta en paralelo con el capacitor de salida y la carga, este a su vez, se conecta en serie con la etapa del primario del transformador y el interruptor.

Esta configuración permite que parte de la energía de la fuente circule directamente a la carga, y otra parte sea procesada por el convertidor flyback reordenado aumentando así la eficiencia de todo el sistema [10].

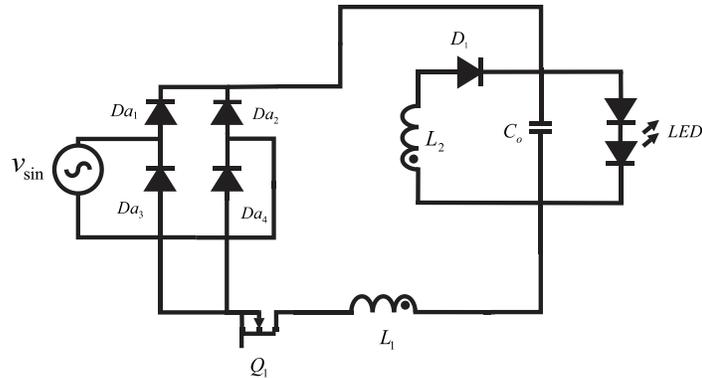


Figura 1.3 Topología propuesta [10]

1.3 Objetivos

A continuación, se presenta el objetivo general y los objetivos específicos.

1.3.1 Objetivo general

Diseño e implementación de un convertidor CA/CD para obtener un alto factor de potencia.

1.3.2 Objetivos específicos

1. Desarrollar el análisis de la topología del convertidor
2. Definir los criterios de diseño considerando el cumplimiento de las normativas de calidad para iluminación LED
3. Obtener una eficiencia alta y un factor de potencia casi unitario
4. Comparar los resultados obtenidos con topologías consultadas en la literatura

1.4 Alcances y limitaciones

Esta tesis tiene como alcance realizar un convertidor CA-CD basado en la reordenación del convertidor flyback convencional aumentando la eficiencia y reduciendo el esfuerzo de los componentes.

El convertidor propuesto es un convertidor flyback con los criterios de diseño mostrados en la Tabla 1.3. Además, el convertidor operará en modo de conducción discontinua.

Tabla 1.3 Criterios de diseño

Variable	Parámetro	Valor
Frecuencia de conmutación	f_s	100kHz
Ciclo de trabajo	D	0.35
Ciclo de trabajo de descarga	D_{esc}	0.3
Voltaje de salida	V_o	21.3V
Eficiencia propuesta del flyback	η_F	0.95

1.5 Organización del documento

La presente tesis está organizada de la siguiente manera:

Capítulo 2. Se realiza una revisión del estado del arte con respecto a algunas técnicas para obtener un alto factor de potencia y se consultaron diversos métodos para el procesamiento parcial de energía.

Capítulo 3. Este capítulo se enfoca en describir el funcionamiento del convertidor CA-CD propuesto. Se inicia haciendo el modelado del análisis promediado de baja frecuencia (APBF). Finalmente, se describe el análisis del flujo de potencia de la topología.

Capítulo 4. Se describen algunos aspectos importantes en el diseño del convertidor propuesto. Se describen también los resultados obtenidos en la simulación y se valida el modelo en baja frecuencia utilizando el programa PSIM. Posteriormente, se presentan los resultados obtenidos al implementar el convertidor propuesto. Finalmente se realiza una comparación con la literatura consultada y las modificaciones en el análisis matemático que se efectuaron.

Capítulo 5. Se presentan las conclusiones, observaciones generales del trabajo y las posibilidades de trabajos futuros.

CAPÍTULO 2. REVISIÓN DEL ESTADO DEL ARTE

2.1 Introducción

De manera general, los esquemas que se han consultado en la literatura se pueden dividir en:

- Reguladores de la corriente de salida o mediante la inyección de armónicos en la corriente de entrada.
- Métodos con dos o más etapas, cada una para diferente finalidad.
- Emplear técnicas con puertos de rizo para amortiguar el flujo de potencia.
- Técnicas que evitan que la energía sea procesada dos veces por el convertidor.

En los siguientes apartados se presentan algunas versiones de técnicas mencionadas.

2.2 Topologías con regulación de la corriente

Una solución sencilla y viable para un sistema de iluminación LED es proporcionar una corriente pulsante de alta frecuencia. La solución presentada en [11] se basa en el concepto de la conexión en cascada de dos convertidores flyback, como se observa en Figura 2.1, en MCD.

Si M_1 y M_2 trabajan a la misma frecuencia, tienen un ciclo de trabajo igual y la relación de vueltas de L_{m1} y L_{m2} es la misma; la corriente $i_{L_{m1}}$ y la corriente $i_{L_{m2}}$ aumentan linealmente cuando los interruptores están encendidos, la corriente en los diodos i_{D_1} y la corriente i_{D_2} se descarga cuando los interruptores se encuentran apagados.

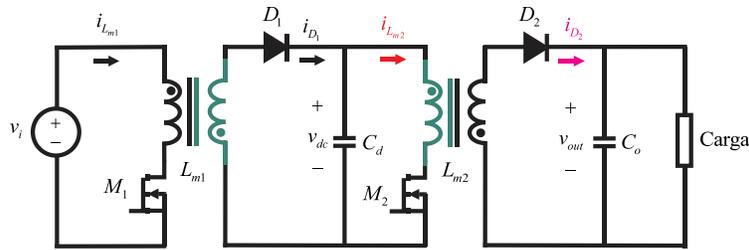


Figura 2.1 Flyback conectado en cascada

Con esta configuración se puede generar un acoplamiento magnético en el devanado secundario de L_{m1} y el devanado primario de L_{m2} . Si se conecta la fuente de alimentación con el secundario de L_{m1} y el primario de L_{m2} a la carga, se generaría una corriente pulsante de alta frecuencia en la carga del convertidor. Se puede decir que el circuito resultante es el espejo del convertidor flyback convencional como se observa en la Figura 2.2, la corriente de entrada circula primero por el diodo en lugar del interruptor.

La función principal del inductor acoplado magnéticamente utilizado en el convertidor, es retroalimentar la energía necesaria al capacitor dentro del ciclo de línea, de modo que la capacitancia necesaria para minimizar el rizado de salida se reduzca significativamente. La conexión en serie y el interruptor proporciona una forma de onda de corriente pulsante de alta frecuencia en la salida al LED.

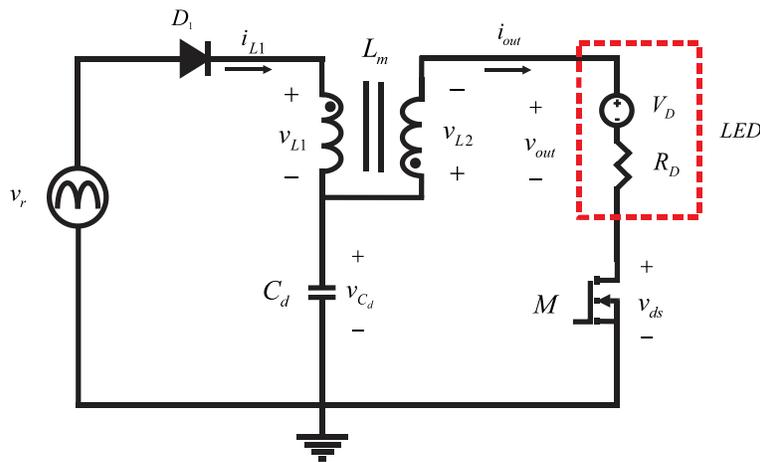


Figura 2.2 Convertidor para alimentación LED de corriente pulsante

En [12] y [13] se plantea la inyección de armónicos en la corriente de entrada, como se observa en la Figura 2.3, el voltaje de entrada se conecta a la etapa de rectificación, seguido de un sensor de voltaje para el lazo de inyección de armónicos conectado al convertidor CD-CD, seguido del capacitor de salida y por último la carga LED en donde se coloca un sensor para la etapa del compensador que entra a un punto suma junto con el lazo de control para el accionamiento del interruptor.

Con esta configuración, se limita el pico de corriente de salida. Se requiere el uso de lazos de control para la regulación de la corriente de salida y para inyectar un número seleccionado de armónicos para modificar la corriente de la carga.

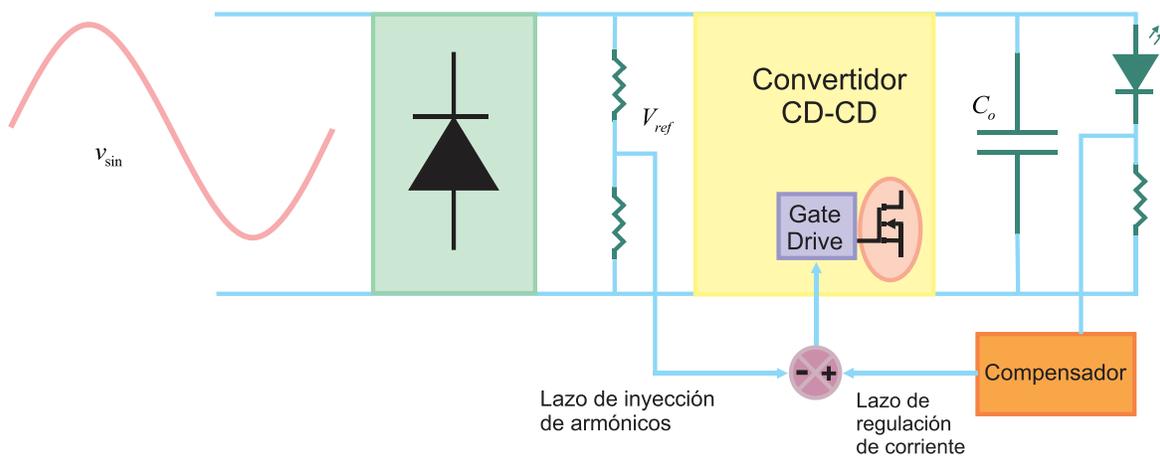


Figura 2.3 Diagrama de inyección de armónicos

La corriente de entrada se expresa mediante la ecuación 2.1 donde i_{in} es la corriente de entrada, P_o es la potencia de salida, V_m el voltaje máximo, ω es dos veces la frecuencia por π y t el tiempo.

En [14] expone que la corriente de entrada, calculada mediante 2.1, tiende a infinito en el cruce por cero de la tensión de entrada y solo contiene armónicos de entrada impares de alto valor. Inyectando algunos armónicos impares en la corriente de entrada se reduce la capacitancia de almacenamiento.

$$i_{in}(t) = \frac{P_o}{V_m \sin(\omega t)} \quad 2.1$$

En la Tabla 2.1 se observa un resumen de las soluciones consultadas en la literatura.

Tabla 2.1 Resumen de topologías con regulación de corriente

Referencia	Topología	Potencia	FP
[11]	2 Flyback en cascada	9W	0.973
[12]	Flyback	4.2W	0.83
[13]	Flyback	8.7W	0.9
[14]	Boost seguido de flyback	60W	0.99

2.3 Topologías con diversas etapas

Otra perspectiva para la alimentación LED con un factor de potencia superior al 90% con la utilización de diversas etapas, cada una para diferente finalidad.

En [9, 15, 16] se presentan topologías con dos etapas, como se observa en la Figura 2.4, la primera etapa se presenta comúnmente para la corrección del factor de potencia y la segunda es un convertidor CD-CD para regularizar el rizo de corriente reduciendo el almacenamiento del capacitor.

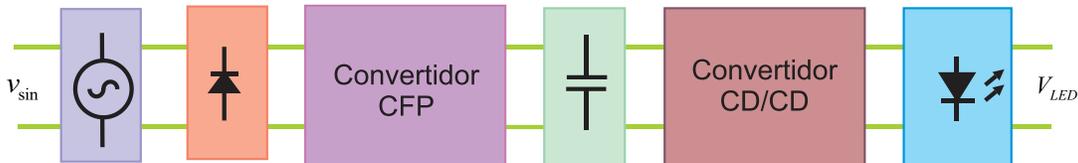


Figura 2.4 Diagrama de topología con dos etapas

En [17] se presenta una topología con tres etapas diferentes, como se puede observar en la Figura 2.5, un convertidor Zeta en MCD para la corrección del factor de potencia, regula la tensión del bus de CD independientemente de la variaciones

de la carga y la tensión de entrada. La tensión regulada alimenta a la segunda etapa que está compuesta por un convertidor flyback con control modo corriente. En la carga se utilizan dispositivos LED de alto brillo rojo, verde y azul (también conocido como RGB, por sus siglas en inglés), el control de estos se implementa mediante convertidores Buck síncronos reduciendo las pérdidas generadas por la recuperación inversa del diodo empleando un control de conmutación en el MOSFET.

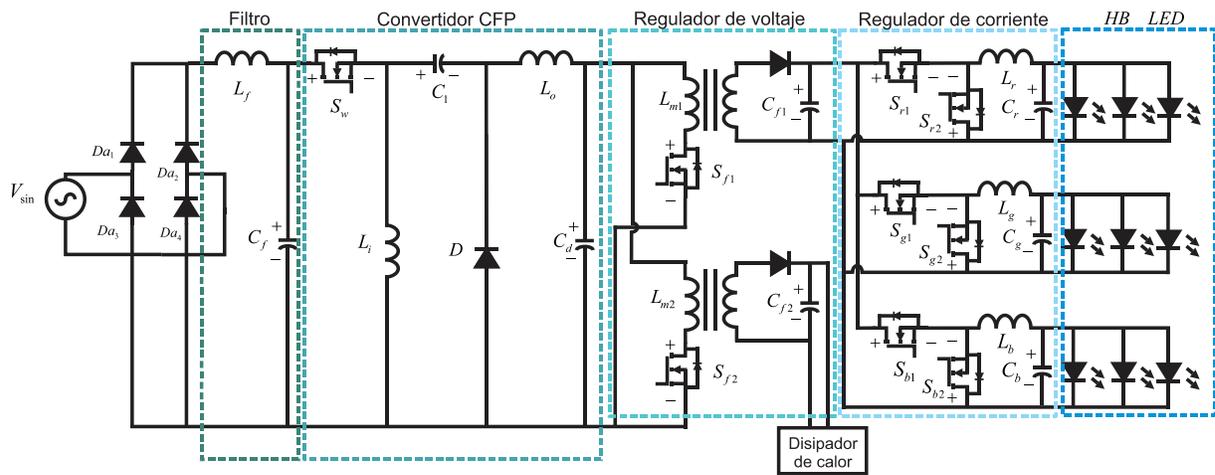


Figura 2.5 Convertidor con 3 etapas

En la Tabla 2.2 se observa un resumen de las soluciones consultadas en la literatura de las topologías con diversas etapas.

Tabla 2.2 Resumen de topologías con diversas etapas

Referencia	Topología	Potencia	FP
[9]	Forward + flyback	12W	0.965
[15]	Buck-boost seguido de un Buck bidireccional	-	0.93-0.95
[16]	Flyback + Convertidor clase E	100W	0.995
[17]	Zeta seguido de flyback seguido de un Buck síncrono	250W	0.99

2.4 Topologías con elementos almacenadores de energía

Existen dos categorías para convertidores de cancelación de rizo (CCR): los CCR conectado al devanado y los CCR con capacitor flotante.

En [18] se plantea un capacitor como dispositivo almacenador de energía, se conecta una etapa para cancelación de rizo en paralelo con la salida del CFP para reducir capacitor de salida, como se observa en Figura 2.6. Cuando la potencia de entrada es superior a la de salida, la potencia de entrada excesiva se absorbe y la almacena en el condensador. Cuando la potencia de entrada es inferior a la de salida, la energía almacenada previamente se transfiere de nuevo a la salida.

También se propone dos configuraciones para lograr la cancelación del rizado: la primera es utilizando un devanado auxiliar del transformador y la segunda es utilizando un capacitor flotante y sin devanado auxiliar. La configuración no afecta a la corriente de salida, ni se minimiza el FP.

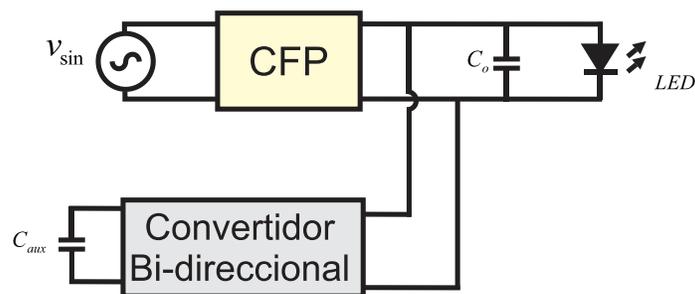


Figura 2.6 Convertidor para alimentación LED con almacenamiento de energía

En [19] se propone un inductor como elemento de almacenamiento. La finalidad del convertidor es hacer que maneje voltajes menores que el del enlace de corriente directa, lo que permite el uso de componentes de voltaje pequeños para esta etapa. En la Figura 2.7 se puede observar que se presenta una segunda etapa bidireccional de salida, la entrada de la segunda etapa se conecta en serie con la cadena LED con un capacitor de enlace, de esta forma se tiene una componente de

CD y una ondulación de CA. En pocas palabras, el convertidor propuesto consiste en tener un voltaje directo en el arreglo LED y un voltaje alterno en la entrada de la segunda etapa, de esta forma se asegura que la corriente en CD fluye a través de la cadena LED.

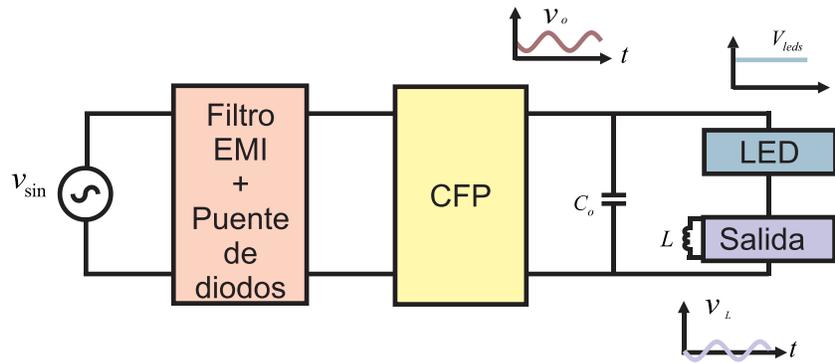


Figura 2.7 Convertidor CFP seguido de un convertidor bidireccional como segunda etapa

En [20, 21] se propone un compensador de rizo con capacitor flotante, como se observa en la Figura 2.8. Se regula el flujo de potencia del circuito auxiliar con un lazo de control de compensación de pérdidas, proporcionando una solución más flexible para aplicaciones de controladores de LED aislados y no aislados. Las características clave de esta propuesta son:

- El voltaje promedio de v_{o1} es mayor que v_{o3} , por lo que la mayor parte de potencia de salida es del CFP.
- El voltaje de salida del CCR contiene una componente de CA de baja frecuencia que cancela la ondulación del voltaje de salida del CFP.
- La suma del voltaje v_{o1} y v_{o3} es un voltaje directo libre de rizo de baja frecuencia, por lo tanto, se tiene una salida sin rizo de corriente.

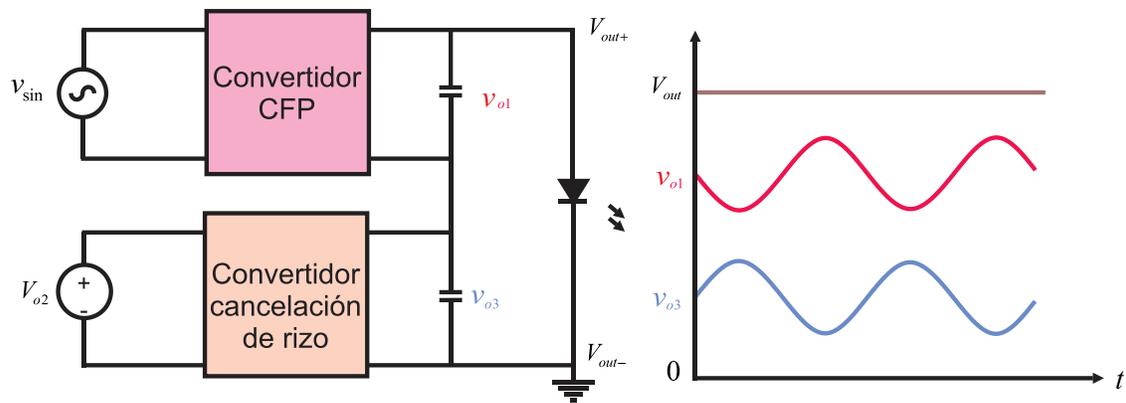


Figura 2.8 Convertidor CFP seguido de un convertidor con cancelación de rizo

La desventaja que presenta esta solución es que la potencia es procesada primero por el CFP y después por el convertidor bidireccional provocando una caída evidente en la eficiencia respecto a soluciones de una sola etapa.

En la Tabla 2.3 se observa un resumen de las soluciones consultadas en la literatura.

Tabla 2.3 Resumen de topologías con elementos almacenadores de energía

Referencia	Topología	Potencia	FP
[18]	Flyback seguido de un puente completo	100W	0.92
[19]	Buck-boost seguido de un buck bidireccional	65W	-
[20]	Flyback seguido de un buck	35W	0.99
[21]	Flyback seguido de un puente completo	100W	0.99

2.5 Topologías para el procesamiento de energía

El procesamiento reducido de energía redundante tiene como objetivo que la potencia de entrada sea procesada por una etapa, reduciendo la cantidad procesada por diversas etapas [22].

En [23] se expone el uso de circuitos auxiliares para procesar la energía redundante y la utilización de capacitores cerámicos para el desacoplamiento del rizo de potencia evitando los capacitores electrolíticos.

En [24] se propone la conexión en cascada parcial de un convertidor CFP con un convertidor para el control de potencia, como se observa en la Figura 2.9. El voltaje en v_{cfp} tiene un mayor rizado para reducir la capacitancia y permite sustituir el capacitor electrolítico. v_{cfp} y v_{cp} se encuentran en fases opuestas, esto reduce el rizo de la carga LED. El voltaje V_{LED} es igual a la suma del voltaje de cada etapa, es decir:

$$V_{LED} = v_{cfp} + v_{cp} \quad 2.2$$

Esta estructura permite que un convertidor se conecte a la red y la calidad de la corriente de entrada será tan buena como este convertidor pueda realizar. Sin embargo, la segunda etapa no está en cascada completa y reprocesa sólo una fracción de la potencia total de salida, lo que reduce las pérdidas y aumenta la eficiencia global del convertidor.

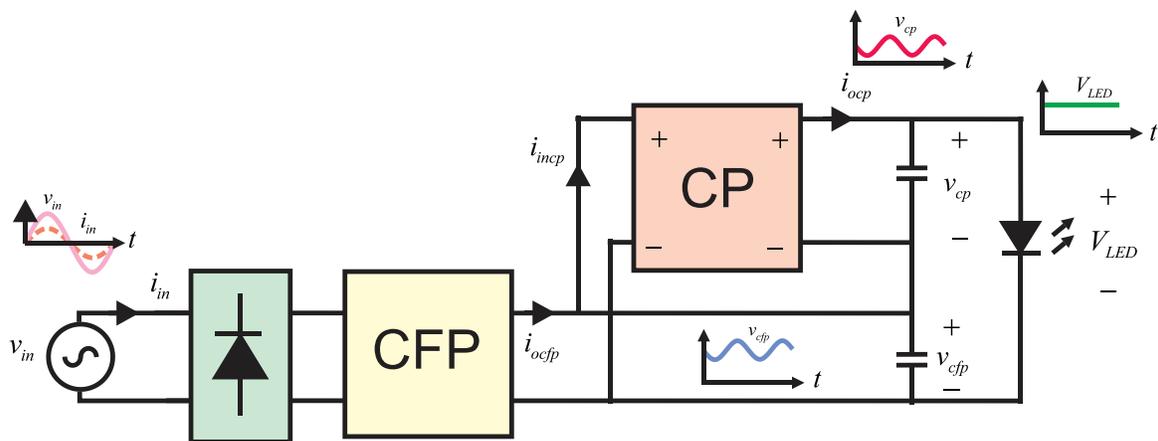


Figura 2.9 Cascada parcial en alimentación LED

En la Tabla 2.4 se observa un resumen de las soluciones consultadas en la literatura enfocado al procesamiento de energía.

Tabla 2.4 Resumen de topologías para el procesamiento de energía

Referencia	Topología	Potencia	FP
[22]	Buck-boost seguido de un boost	106W	-
[23]	Flyback seguido de un circuito auxiliar	-	0.945
[24]	SEPIC seguido de un flyback	70W	0.99

CAPÍTULO 3. ANÁLISIS Y DISEÑO DEL CONVERTIDOR

3.1 Introducción

Como se mencionó en los apartados anteriores, el convertidor propuesto seleccionado para esta tesis fue una variación reordenada del convertidor flyback, el cual permite que una parte de la energía de la fuente pase directamente a la carga y otra parte sea procesada por el convertidor. Esta configuración mejora la eficiencia del convertidor y cumple con la normativa correspondiente.

En la Figura 3.1 a) se observa el convertidor flyback aislado convencional. Como se mencionó anteriormente, se realizó una reconexión del convertidor, se conectó el voltaje de entrada al rectificador puente completo, el secundario del flyback en paralelo con la carga, conectando en serie el lado primario y el interruptor, como se observa en la Figura 3.1 b).

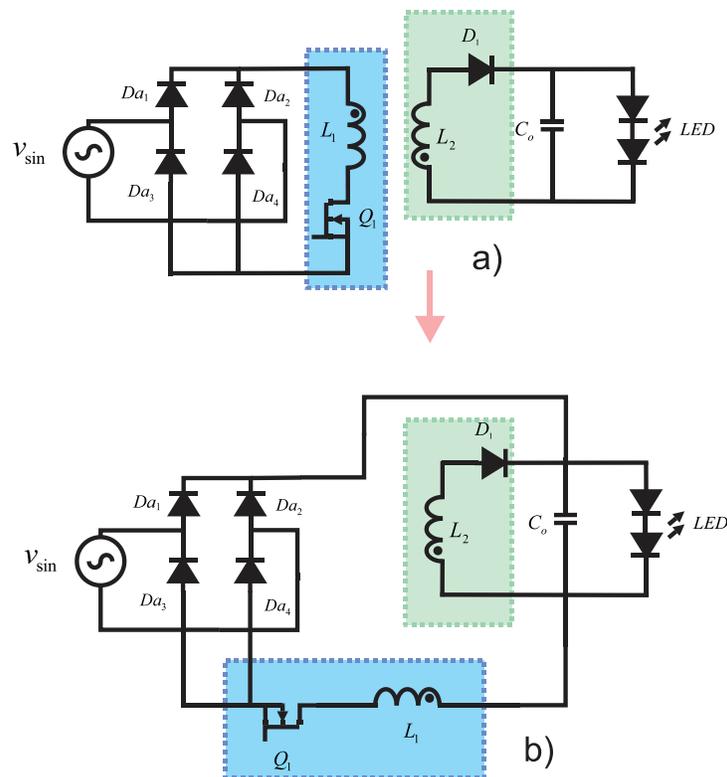


Figura 3.1 a) flyback convencional b) flyback reacomodado

El análisis matemático se dividió en tres partes:

- APBF para modelar el comportamiento del flyback en MCD
- El análisis de la $THDi$ y el FP .
- El estudio del flujo de energía en la topología propuesta
- El análisis del flyback

3.2 Modelado para el análisis promediado de baja frecuencia

El análisis del circuito propuesto consiste en un análisis promediado de baja frecuencia [10], el cual modela el comportamiento del flyback en MCD. En la Figura 3.2 se observa que la etapa del primario se presenta como la potencia promedio entregada al lado primario del convertidor (P_{Fi}), la cual se interpreta como una resistencia libre de pérdidas (R_F). El secundario del transformador se forma por una fuente de voltaje continuo (V_F).

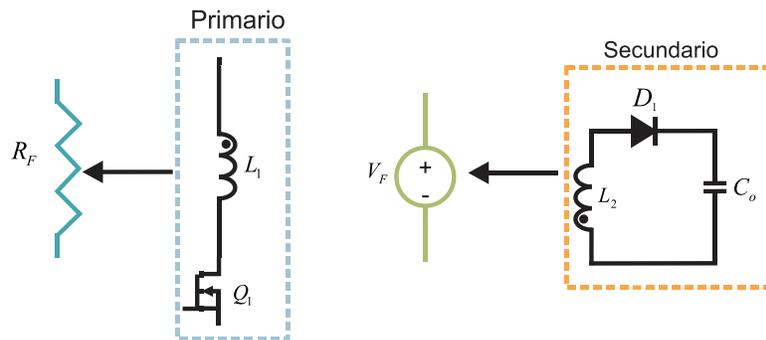


Figura 3.2 Modelo del convertidor en APBF

Para el análisis del sistema se utiliza un modelo libre de pérdidas para representar el dispositivo LED como se puede observar en la Figura 3.3, el cual, consiste en una caída de voltaje (V_D) y una resistencia interna en serie (R_D) [24].

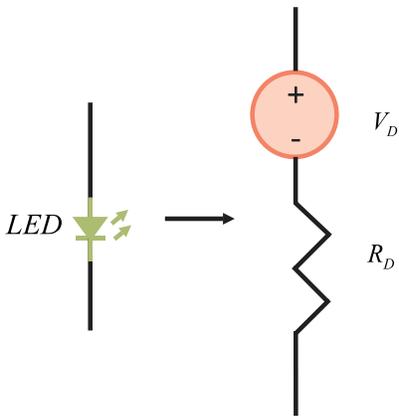


Figura 3.3 Modelo del LED

En la Figura 3.4 se observa el esquema equivalente del circuito propuesto considerando el modelo propuesto en la Figura 3.2 y el modelo del LED.

Donde v_r es el voltaje rectificado, i_r es la corriente rectificada, R_f es la resistencia libre de pérdidas que representa etapa del primario del flyback, V_f es la etapa del secundario del flyback, R_D es la resistencia del modelo LED y por último, V_D es la fuente de voltaje del modelo LED.

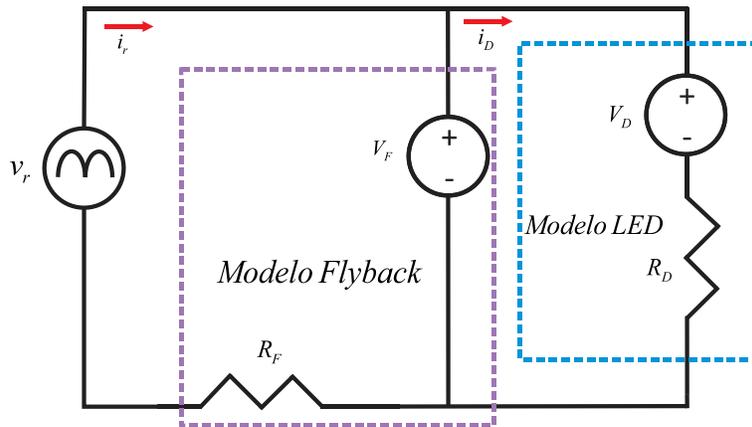


Figura 3.4 Circuito equivalente en baja frecuencia

R_F representa la resistencia libre de pérdidas y se obtiene calculando el cociente de la potencia promedio entregada por el primario del flyback entre la corriente RMS de i_r , como se observa en la ecuación 3.1.

$$R_F = \frac{P_{Fi}}{I_{RMS}^2} = \frac{P_{Fi}}{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} i_r^2 dt} \quad 3.1$$

Utilizando la ley de voltaje de Kirchhoff en el esquema de la Figura 3.4 se obtienen el voltaje de la lámpara LED mediante la ecuación 3.2. La corriente rectificada dada por 3.3 considerando el voltaje rectificado, el voltaje V_F y la impedancia libre de pérdidas del modelo del flyback.

$$V_{Lam} = V_F = V_D + i_D R_D \quad 3.2$$

$$i_r = \frac{V_r - V_F}{R_F} \quad 3.3$$

3.3 Análisis del contenido armónico de corriente (THDi)

Se realizó el análisis del contenido armónico de corriente $THDi$, del FP y se observó la siguiente información:

- La topología propuesta es reductora, así que, V_F siempre es menor que V_r , donde V_r es el voltaje pico de $v_r(t)$.
- Si $V_F > V_r$ se tendrá un flujo de corriente a través de R_F cuando $i_r(t) = 0$, como V_r se aproxima a V_F habrá un tiempo muerto (t_x). Entonces, la forma de onda de i_r es igual a i_{ac} en $T/2$, como se observa en Figura 3.5.

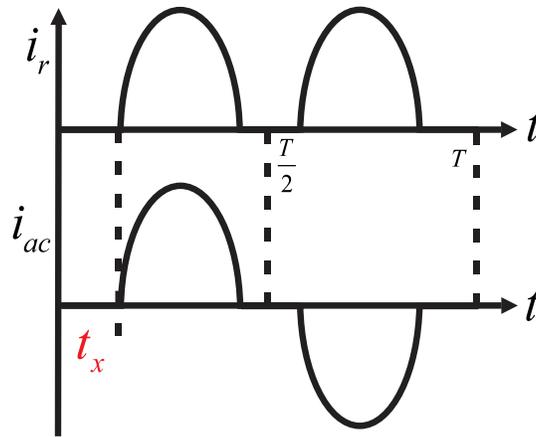


Figura 3.5 Formas de onda de i_r y i_{ac}

Donde t_x es un tiempo muerto el cual se representa con la ecuación 3.4:

$$t_x = \frac{\sin^{-1}\left(\frac{V_F}{V_r}\right)}{2\pi f} = \frac{\sin^{-1}(m)}{\omega} \quad 3.4$$

Considerando a m como la ganancia dada por la ecuación 3.5:

$$m = \frac{V_F}{V_r} \quad 3.5$$

Teniendo la forma de onda de la corriente de entrada, se puede calcular mediante 3.6:

$$i_{ac} = \begin{cases} \frac{V_r \sin(\omega t) - V_F}{R_F} & t_x < t < T/2 \\ \frac{V_r \sin(\omega t) + V_F}{R_F} & T/2 < t < T - t_x \end{cases} \quad 3.6$$

La ecuación para el cálculo de los coeficientes de Fourier se obtiene mediante la ecuación 3.7:

$$i_{ac} = a_o + \underbrace{\sum_{n=1}^{50} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t))}_{ac} \quad 3.7$$

En la Figura 3.5 se muestra la forma de la onda de corriente de entrada que tiene una simetría impar, por lo tanto, se tendrán armónicos impares. Entonces, si $n = 1$, la componente fundamental es:

$$I_1 = 2 \cos(\omega t_x) \sin(\omega t_x) - 4m \cos(\omega t_x) - 2\omega t_x + \pi \quad 3.8$$

Si $n = 3, 5, 7, \dots$, las componentes armónicas están dadas por:

$$I_n = \frac{-4}{n(n-1)(n+1)} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)^2 \left(m(n^2-1) \cos(n\omega t_x) + \frac{n^2+n}{2} \sin((n-1)\omega t_x) - \frac{n^2-n}{2} \sin((n+1)\omega t_x) \right) \quad 3.9$$

Posteriormente se obtiene el $THDi$ con la siguiente ecuación:

$$THDi = 100 \sqrt{\sum_{n=3}^{50} \left(\frac{I_n}{I_1} \right)^2} \quad 3.10$$

En la Figura 3.6 se puede observar que m debe encontrarse en un rango de 0 a 0.46 para el cumplimiento de la norma IEC61000-3-2, la cual especifica un $THDi \leq 32\%$.

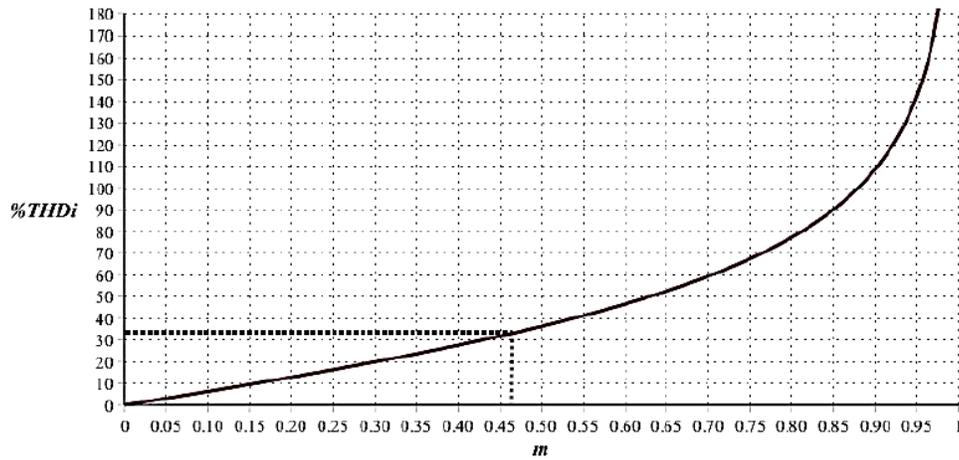


Figura 3.6 THD vs ganancia (m)

Con la ecuación de la $THDi$ se obtiene el factor de potencia como lo muestra en la ecuación 3.11.

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{THDi^2}{100^2}}} \quad 3.11$$

Graficando la ecuación 3.11, se observa que la topología cumple los requisitos de un $FP > 90$ mientras que m se encuentre en un rango de 0 a 0.41, como se observa en la Figura 3.7.

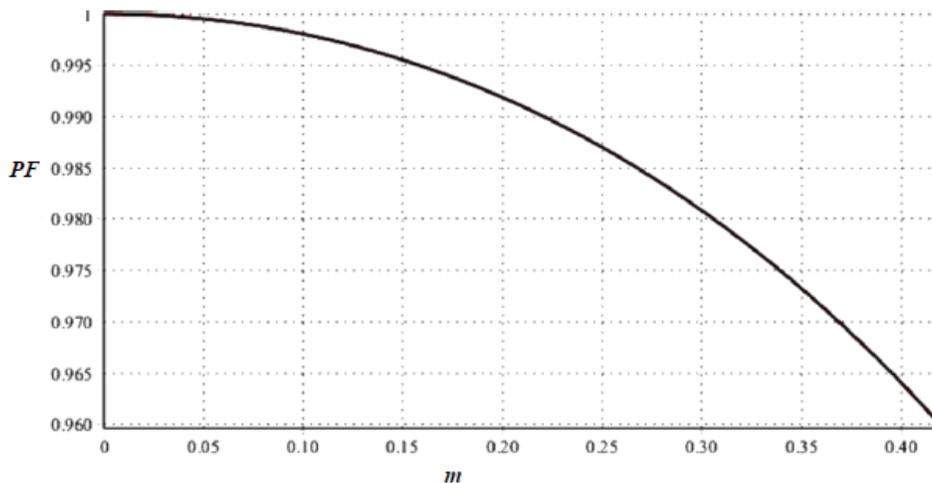


Figura 3.7 Factor de potencia

3.4 Análisis del flujo de potencia de la topología propuesta

En la Figura 3.8 se puede observar la comparación del flujo de potencia obtenida en un flyback convencional y el circuito propuesto. El flujo de potencia del flyback reacomodado muestra que la potencia de entrada (P_i) es suministrado directamente a la carga mientras que el resto es suministrado por el convertidor flyback [10].

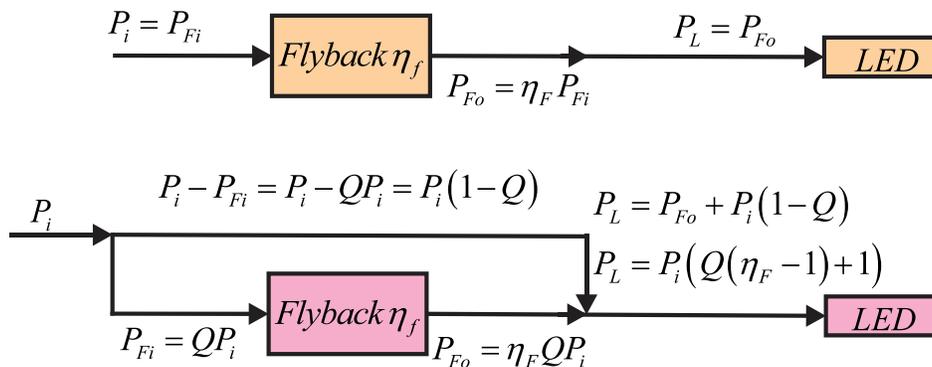


Figura 3.8 Esquema de flujo de potencia en un convertidor flyback, diagrama superior y el circuito propuesto, diagrama inferior

En la Tabla 3.1 se observa los conceptos para el análisis de flujo de potencia.

Tabla 3.1 Ecuaciones para el flujo de potencia [10]

Descripción	Definición	Número de ecuación
Potencia promedio consumida por la carga	$P_L = \frac{1}{T} \int_0^T V_{Lam} i_D dt$	3.12
Potencia promedio enviada por la fuente principal	$P_i = \frac{1}{T} \int_0^T V_r i_r dt$	3.13
Potencia promedio entregada por el primario del flyback	$P_{Fi} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{Rf} i_r dt$	3.14
Potencia promedio entregada por el secundario del flyback	$P_{Fo} = \frac{1}{T} \int_0^T V_F i_r dt$	3.15
Razón entre la potencia procesada por el flyback y la potencia de entrada del convertidor propuesto	$Q = \frac{P_{Fi}}{P_i}$	3.16
Eficiencia del circuito propuesto	$\eta = \frac{P_L}{P_i}$	3.17
Eficiencia del flyback	$\eta_F = \frac{P_{Fo}}{P_{Fi}}$	3.18

Q es el porcentaje de potencia procesada por el flyback. Se requiere que Q se encuentre en un rango de $0 < Q < 1$, si $Q > 1$ la topología se ve afectada con una baja eficiencia y un mayor tamaño eléctrico comparándola con un flyback convencional aislado. La eficiencia total del convertidor se calcula mediante la ecuación 3.19.

$$\eta = Q(\eta_f - 1) + 1 \quad 3.19$$

De la Tabla 3.1 se resuelve la ecuación 3.13 para potencia promedio enviada por la fuente principal:

$$P_i = \frac{1}{T/2} \int_{t_x}^{T/2-t_x} V_r i_r dt = \frac{2}{T} \int_{t_x}^{T/2-t_x} V_r \sin(\omega t) \frac{V_r \sin(\omega t) - mV_r}{R_F} dt \quad 3.20$$

Simplificando 3.20, se obtiene la ecuación 3.21.

$$= \frac{V_r^2}{R_F \pi} \int_{t_x}^{T/2-t_x} (\sin^2(\omega t) - m \sin(\omega t)) dt \quad 3.21$$

Resolviendo la integral para el cálculo de la potencia promedio de la fuente se tiene 3.22, sustituyendo los límites de integración se obtiene la ecuación 3.23.

$$= \frac{V_r^2}{R_F \pi} \left[\frac{1}{2} t - \frac{1}{4\omega} \sin(2\omega t) + \frac{m \cos(\omega t)}{\omega} \right]_{t_x}^{T/2-t_x} \quad 3.22$$

$$= \frac{V_r^2}{R_F \pi} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} - t_x \right) - \frac{1}{2} t_x - \frac{1}{4\omega} \sin(\omega T - 2\omega t_x) + \frac{1}{4\omega} \sin(2\omega t_x) + \dots \right. \\ \left. \dots + \frac{m \cos(\omega T/2 - \omega t_x)}{\omega} - \frac{m \cos(\omega t_x)}{\omega} \right] \quad 3.23$$

La potencia promedio de la fuente se calcula mediante la siguiente expresión matemática:

$$P_i = \frac{V_r^2 [2 \cos(\omega t_x) \sin(\omega t_x) - 4m \cos(\omega t_x) - 2\omega t_x + \pi]}{2R_F \pi} \quad 3.24$$

Resolviendo la ecuación 3.14 de la Tabla 3.1 para la potencia promedio entregada por el primario del flyback, se tiene:

$$P_{Fi} = \frac{R_F}{T/2} \int_{t_x}^{T/2-t_x} i_r^2 dt = \frac{2R_F}{T} \int_{t_x}^{T/2-t_x} \left(\frac{V_r - V_F}{R_F} \right)^2 dt \quad 3.25$$

Simplificando 3.25 se obtiene 3.26.

$$= \frac{V_r^2}{R_F \pi} \int_{t_x}^{T/2-t_x} [\sin^2(\omega t) - 2m \sin(\omega t) + m^2] dt \quad 3.26$$

Resolviendo la integral simplificada se tiene:

$$= \frac{V_r^2}{R_F \pi} \left[\frac{1}{2}t - \frac{\sin(2\omega t)}{4\omega} + \frac{2m \cos(\omega t)}{\omega} + m^2 t \right]_{t_x}^{T/2-t_x} \quad 3.27$$

Sustituyendo los límites de integración se obtiene la expresión matemática para calcular la potencia del primario, se obtiene la ecuación 3.28.

$$P_{Fi} = \frac{V_r^2 \left[2 \cos(\omega t_x) \sin(\omega t_x) - 8m \cos(\omega t_x) + (\pi - 2\omega t_x)(1 + 2m^2) \right]}{2R_F \pi} \quad 3.28$$

Simplificando la ecuación 3.15 de la Tabla 3.1 para la potencia promedio entregada por el secundario del flyback, se tiene:

$$P_{Fo} = \frac{V_F}{T/2} \int_{t_x}^{T/2-t_x} i_r dt = \frac{V_F}{T/2} \int_{t_x}^{T/2-t_x} \left(\frac{V_r \sin(\omega t) - V_F}{R_F} \right) dt \quad 3.29$$

Resolviendo la integral de la ecuación 3.29 se obtiene:

$$= \frac{mV_r^2}{R_F \pi} \left[-\cos(\omega t) - mt \right]_{t_x}^{T/2-t_x} \quad 3.30$$

Sustituyendo los límites de integración planteados se obtiene la expresión para calcular la potencia promedio entregada por el secundario (ver ecuación 3.31).

$$P_{Fo} = \frac{mV_r^2 (2\omega m t_x - \pi m + 2 \cos(\omega t_x))}{R_F \pi} \quad 3.31$$

Resolviendo la razón entre la potencia procesada por el flyback y la potencia de entrada del convertidor propuesto flyback 3.16 de la Tabla 3.1, se tiene:

$$Q = \frac{-2\omega t_x m^2 + \pi m^2 - 2m \cos(\omega t_x)}{\cos(\omega t_x) \sin(\omega t_x) - 2m \cos(\omega t_x) - \omega t_x + \frac{\pi}{2}} + 1 \quad 3.32$$

$$I_{avg} = \frac{1}{T/2} \int_{t_x}^{T/2-t_x} i_r dt = \frac{V_r (2\omega m t_x - \pi m + 2 \cos(\omega t_x))}{R_F \pi} \quad 3.33$$

En la Figura 3.9 se observa la gráfica del porcentaje de potencia procesada por el flyback vs la ganancia del convertidor. Si m aumenta entonces Q disminuye, esto significa que son inversamente proporcionales, esto beneficia a la eficiencia del convertidor ya que procesa menor potencia.

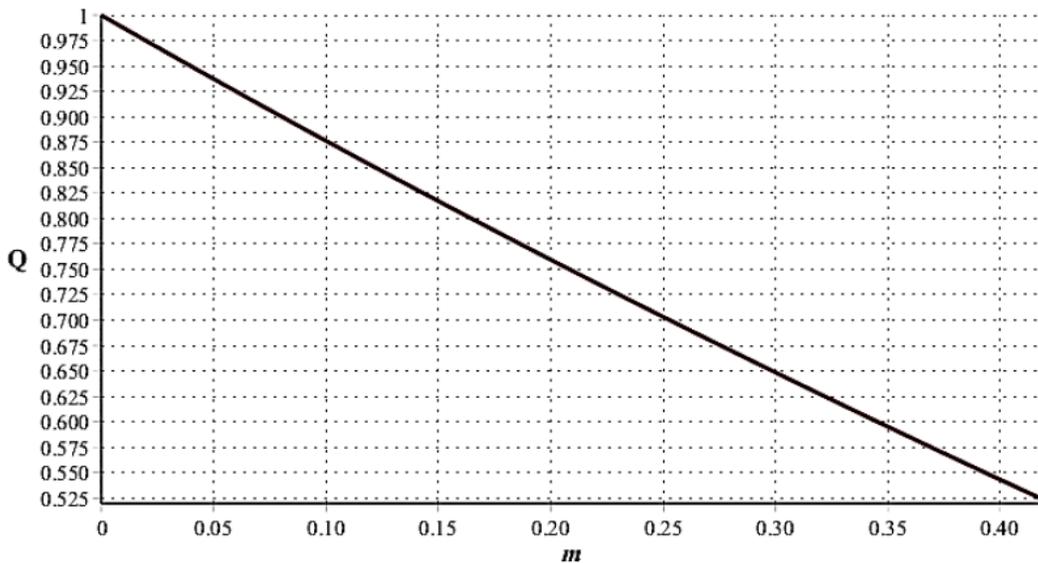


Figura 3.9 Porcentaje de potencia procesada por el flyback Q vs m

3.5 Análisis del flyback

El análisis de para la inductancia del primario y secundario del convertidor propuesto se debe considerar el valor de frontera de un flyback en MCD convencional.

En la Figura 3.10 se observan las formas de onda de corriente del convertidor propuesto.

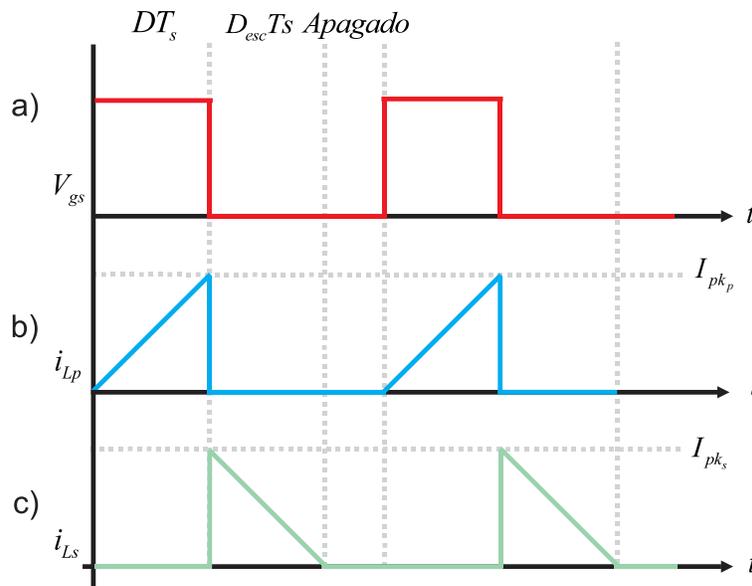


Figura 3.10 Formas de onda del convertidor. a) Disparo del interruptor b) Corriente del primario c) Corriente del secundario

La ganancia del convertidor está definida por la relación de la suma del voltaje de salida más el voltaje del diodo LED con el voltaje v_{in} . Es necesario tomar en consideración los parámetros necesarios para la alimentación de la carga LED, como se observa en la ecuación 3.34.

$$M = \frac{V_o + V_{diodo}}{V_{in}} \quad 3.34$$

El voltaje V_{in} está definido por la raíz cuadrada del producto de la impedancia del devanado primario del transformador y la potencia del devanado primario (ver ecuación 3.35).

$$V_{in} = \sqrt{P_{Fi} R_F} \quad 3.35$$

La ganancia del convertidor también se puede calcular mediante la ecuación 3.36, teniendo en consideración el ciclo de trabajo de descarga (D_{esc}). La relación de transformación (n) es la relación del número de vueltas entre el secundario y el primario, proporcionando el correcto funcionamiento del transformador.

$$M = \frac{D}{D_{esc} n} \quad 3.36$$

Despejando n de la ecuación 3.36 se obtiene el valor de la relación de transformación en función del ciclo de trabajo, la ganancia y el ciclo de trabajo de descarga.

$$n = \frac{D}{MD_{esc}} \quad 3.37$$

El voltaje en el inductor es proporcional a la variación de la corriente, por lo tanto, la relación del voltaje y la corriente está dada por la ecuación 3.38. Donde Δi_L es el cambio en la corriente del devanado primario y Δt es el cambio en el tiempo.

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad 3.38$$

La inductancia del devanado primario (L_p) se calcula mediante la ecuación 3.39, el cual se obtiene en función al ciclo de trabajo, el voltaje V_{in} , la potencia promedio del devanado primario y la frecuencia de conmutación.

$$L_p = \frac{D^2 V_{in}^2}{2P_{Fi} f_s} \quad 3.39$$

La inductancia del primario se refleja del lado secundario con la relación de transformación obteniendo la inductancia del devanado secundario (ver ecuación 3.40).

$$L_s = \frac{L_p}{n^2} \quad 3.40$$

El cambio en la energía del capacitor esta dado por la ecuación 3.41 [11].

$$\Delta E = \frac{1}{2} C_o (V_{Co_max}^2 - V_{Co_min}^2) \quad 3.41$$

Donde V_{Co} , V_{Co_max} y V_{Co_min} son los valores de voltaje máximos y mínimos del capacitor como se observa en Figura 3.11.

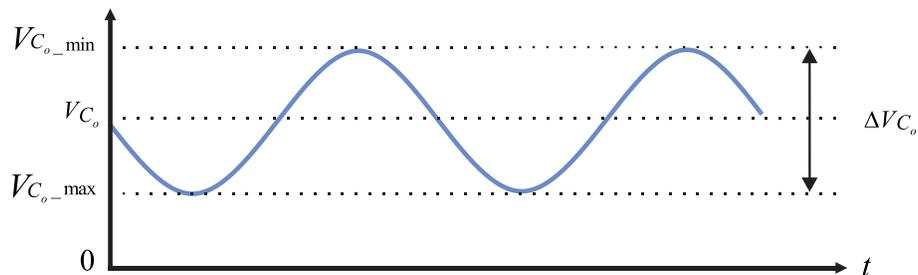


Figura 3.11 Voltaje del capacitor

La capacitancia requerida se puede disminuir si incrementa el voltaje [11]. El valor del capacitor se obtiene mediante la ecuación 3.42.

$$C_o = \frac{P_i}{4\pi f V_F^2 V_{rip}} \quad 3.42$$

Donde P_i es la potencia promedio enviada por la fuente, f es la frecuencia de línea, V_F es el voltaje directo que representa la etapa del secundario del convertidor flyback y V_{rip} es el rizo de voltaje.

**CAPÍTULO 4. SIMULACIÓN Y RESULTADOS
EXPERIMENTALES**

4.1 Diseño de la propuesta de solución

El primer paso que se realizó en el diseño del convertidor fue la caracterización de la carga. El dispositivo LED se puede modelar como una fuente de voltaje directo en serie con una resistencia libre de pérdidas [25].

Con la finalidad de caracterizar la carga LED se siguió el siguiente procedimiento:

En la Figura 4.1 se observa la curva característica del dispositivo LED en el cual se aplicó un voltaje directo en sus terminales, variando el voltaje y analizando el comportamiento de la corriente.

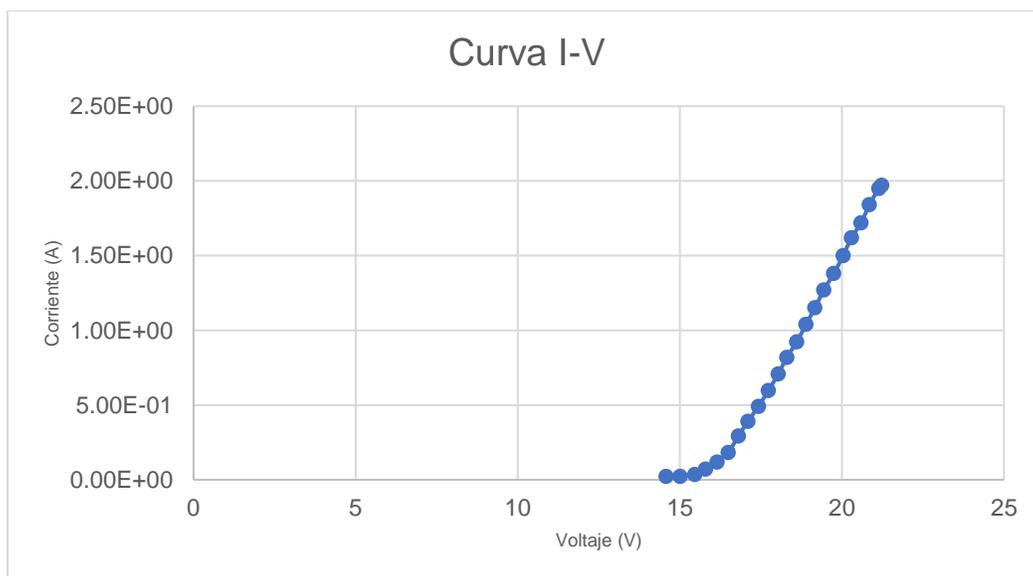


Figura 4.1 Curva I-V

Mediante una regresión lineal a los datos obtenidos se obtuvo la curva característica del modelo LED, como se observa en la Figura 4.2. Se conoció el voltaje de rodilla (V_{Lam}) y se calculó la resistencia característica del LED (R_D) en base a la pendiente.

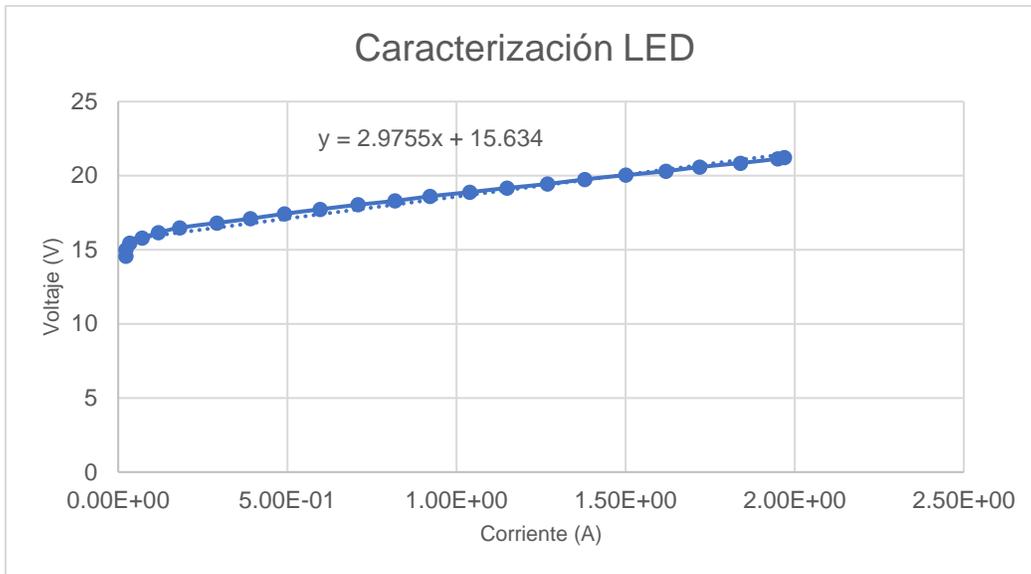


Figura 4.2 Caracterización del LED

Las características principales obtenidas del LED seleccionado se observan en la Tabla 4.1.

Tabla 4.1 Características del LED

V_D	R_D	I_D	V_{Lam}	P_{Lam}
15.634V	2.9755Ω	1.9042A	21.3V	40.55W

Para diseñar la fuente de alimentación se toman como datos de diseño los valores de la Tabla 4.2 considerando las especificaciones de diseño de la Tabla 1.3.

Tabla 4.2 Cálculo del convertidor

Variable	Fórmula
Voltaje de línea	$V_{ac} = 127V_{rms}$
Voltaje rectificado	$V_r = 180V$

Voltaje promediado en la etapa del secundario del flyback	$V_F = V_o$
Relación de voltaje	$m = \frac{V_F}{V_r} = \frac{21.3V}{180V} = 0.1183$
Tiempo muerto de i_r	$t_x = \frac{\sin^{-1}(m)}{2\pi} = 314.63\mu s$
<i>THDi</i>	<i>THDi</i> = 7.4451%
Factor de potencia	<i>FP</i> = 99.72
Potencia de entrada	$P_i = 40.55W$
Impedancia del devanado primario	$R_F = 339.3729\Omega$
Potencia del devanado primario	$P_{Fi} = 34.6542W$
Tamaño eléctrico	$Q = 0.8544$
Potencia promedio entregada por el secundario	$P_{Fo} = 5.90W$
Corriente promedio en la etapa del secundario del flyback	$I_o = \frac{P_{Fo}}{V_F} = 0.3335A$
Voltaje de entrada promedio del primario del flyback	$V_{in} = \sqrt{P_{Fi}R_F} = 108.4467V$
Ganancia del flyback	$M = \frac{V_o + V_{diodo}}{V_{in}} = 0.2029$
Parámetro de discontinuidad	$k = \sqrt{D_{esc}} = 0.5477$
Relación de transformación	$n = \frac{D}{MD_{esc}} = 5.94$
Inductancia del primario	$L_p = \frac{D^2 V_{in}^2}{2P_{Fi}f_s} = 207.87\mu H$
Inductancia del secundario	$L_s = \frac{L_p}{n^2} = 5.89\mu H$

4.2 Simulación del convertidor

Una vez obtenidos los parámetros necesarios, se realizó la simulación del circuito en el programa Orcad Pispice como se observa en la Figura 4.3, se utilizaron los modelos físicos de los componentes que se encontraban en la librería con el objetivo de obtener mayor precisión en la simulación.

El objetivo principal de la simulación es verificar el diseño y los datos obtenidos con los cálculos realizados. Además, se analiza el comportamiento de las señales obtenidas del circuito

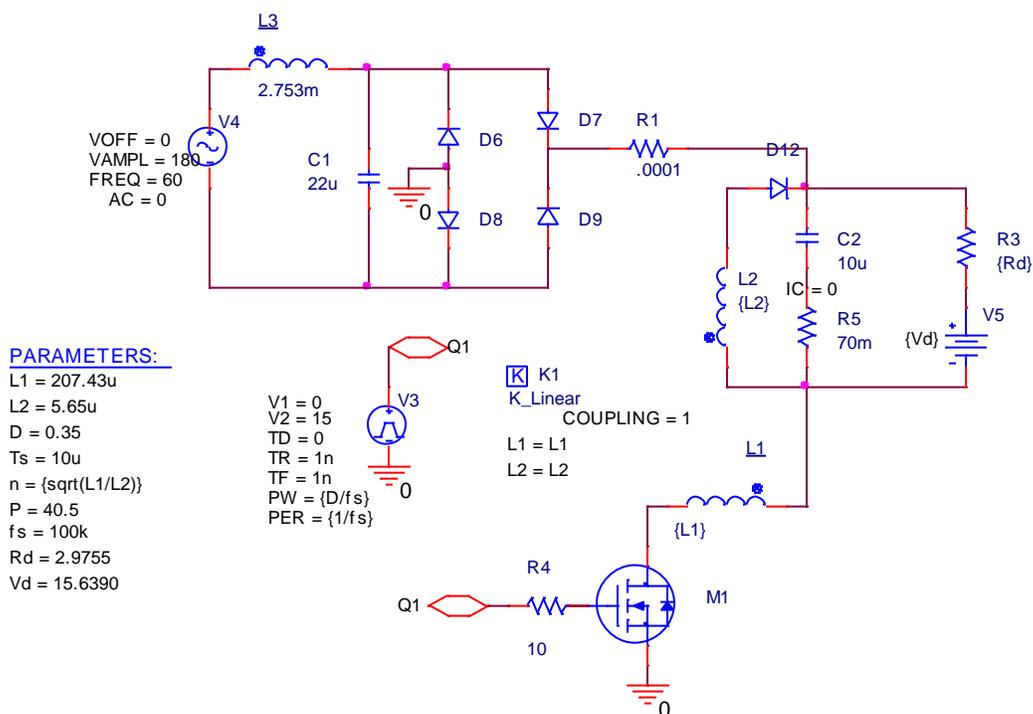


Figura 4.3 Simulación del circuito propuesto en el programa Orcad Pispice

Se realizó la medición en simulación de los siguientes valores:

- Voltaje de salida
- Corriente de salida
- Potencia de salida

- Corriente del primario y secundario
- Medición de potencia

En la Figura 4.4 se observa la corriente de salida con un valor de $1.88A$, un voltaje de salida de $21.3V$ y una potencia de salida de $40.04W$. Los valores obtenidos son similares a los obtenidos con el análisis matemático.

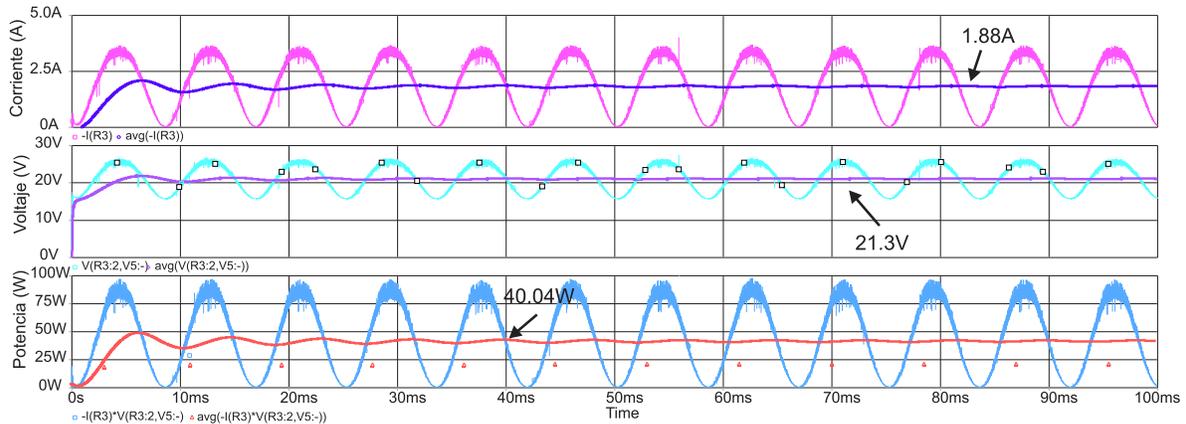


Figura 4.4 Corriente de salida, voltaje de salida y potencia de salida

En la Figura 4.5 se observa la forma de onda de la corriente del primario del transformador, obteniendo una corriente de $2.4A$. Asimismo, en la figura se observa la corriente del secundario, obtenido una corriente de $15.51A$.

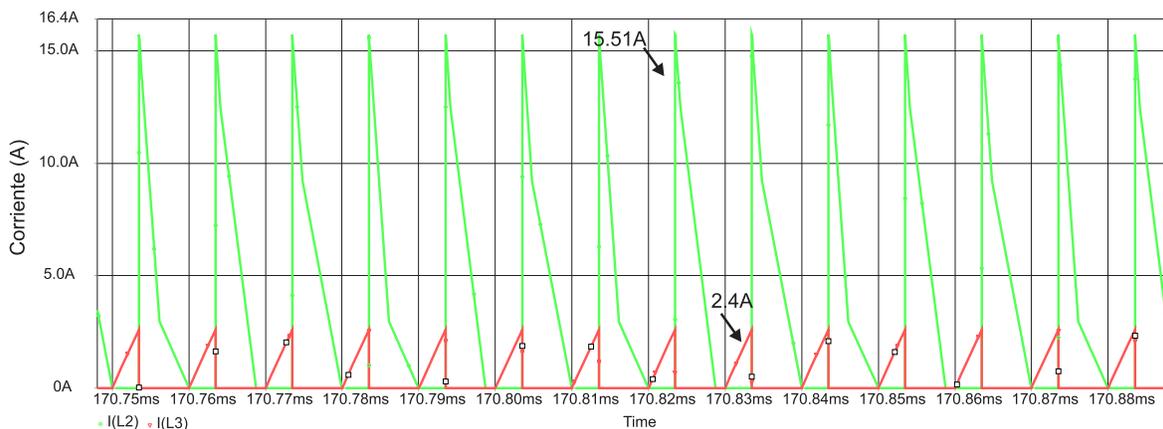


Figura 4.5 Corriente del primario y secundario del transformador

Se obtuvo una potencia P_{Fo} de $5.90W$, una potencia P_{Fi} de $34.47W$ y una potencia P_i de $40.55W$, como se observa en la Figura 4.6

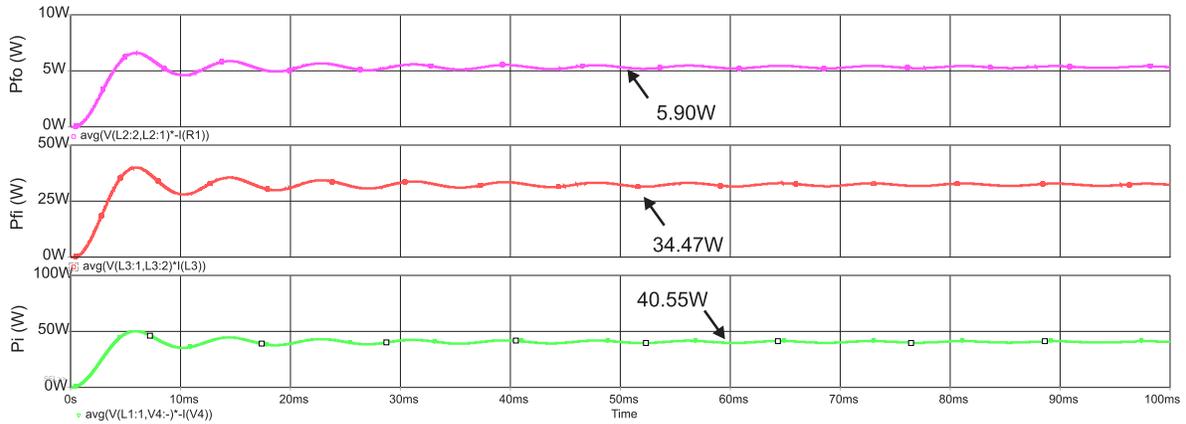


Figura 4.6 Forma de onda de las potencias: P_{Fo} , P_{Fi} , P_i

En la Figura 4.7, se observa la medición del FP, obtenido un valor aproximadamente unitario del 99.7% .

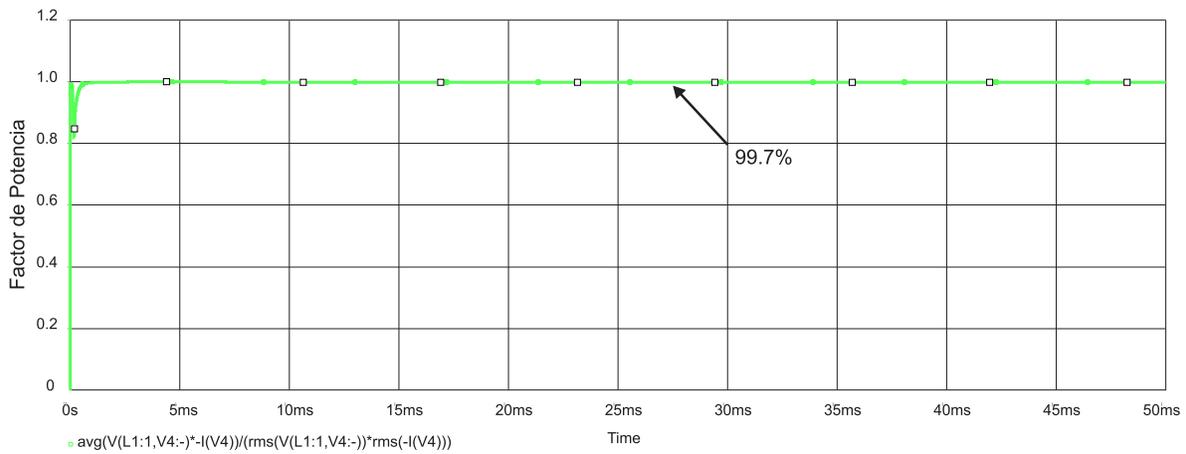


Figura 4.7 FP obtenido en el programa Orcad Pspice

4.3 Simulación del modelo en baja frecuencia

Se realizó la simulación del modelo en baja frecuencia con condiciones ideales en el programa PSIM para corroborar el correcto funcionamiento del modelo planteado como se observa en la Figura 4.8.

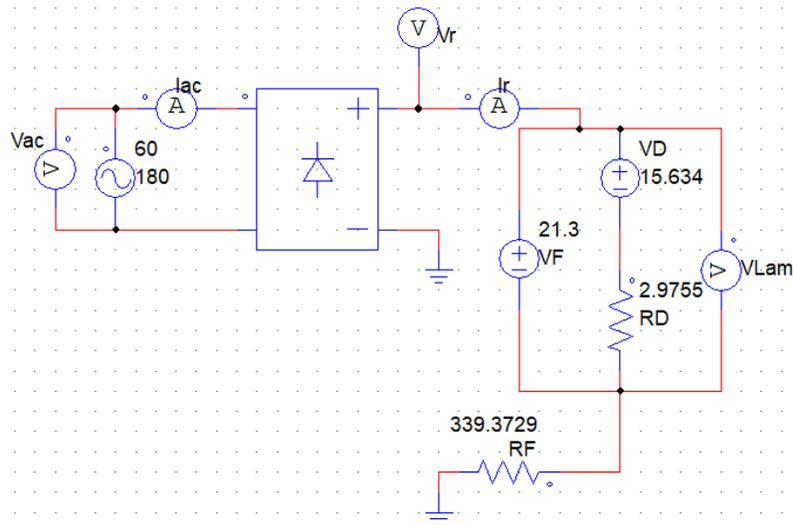


Figura 4.8 Esquemático de APBF

En la Figura 4.9 se observa un voltaje de $21.3V$ y una corriente de salida de $1.90A$ del modelo del convertidor.

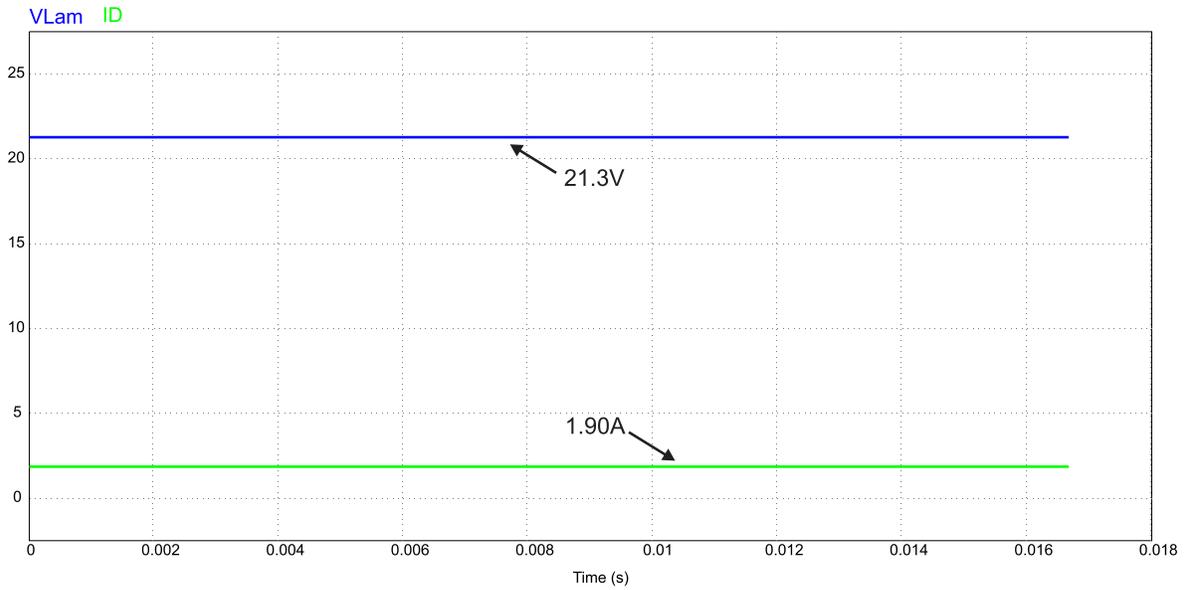


Figura 4.9 Voltaje y corriente de salida

En la Figura 4.10 se observa la potencia de entrada y la potencia de salida.

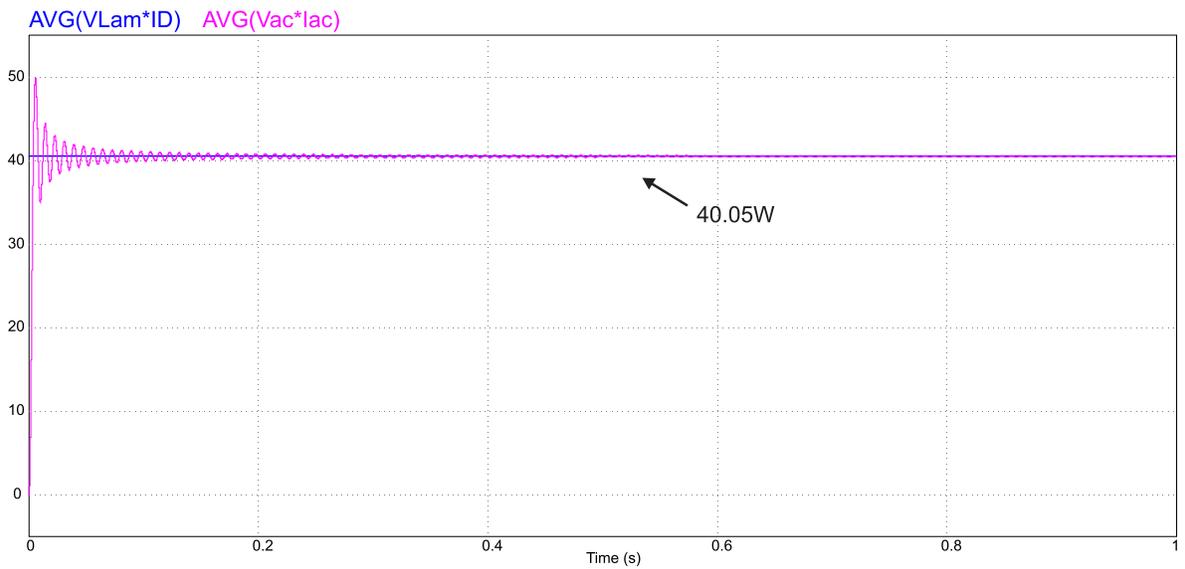


Figura 4.10 P_i y P_o

En la Figura 4.11 se observa la simulación del modelo en baja frecuencia de la topología propuesta, en la cual, se obtuvo un FP del 99.7% .

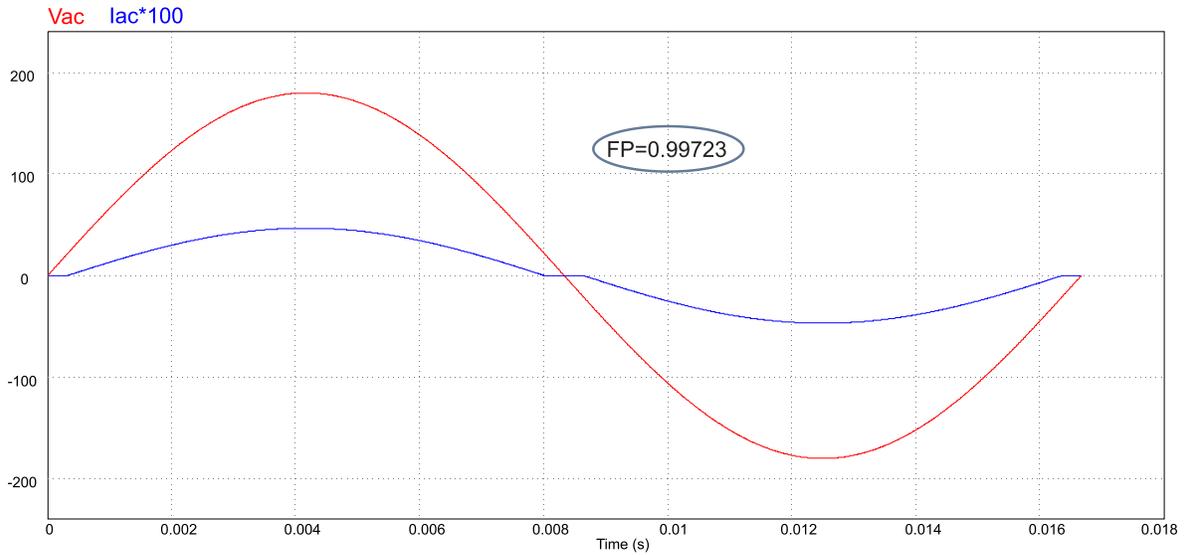


Figura 4.11 FP obtenido por el programa PSIM

Con esto se concluye los resultados obtenidos en la simulación del circuito.

4.4 Construcción del prototipo

A continuación, se describen los componentes utilizados para la construcción del circuito propuesto. En la Tabla 4.3 se observa el listado de componentes para el circuito propuesto implementado.

Tabla 4.3 Listado de componentes utilizados para la implementación del circuito propuesto

Componente	Modelo	Cantidad
Puente de diodos	UF408	4
MOSFET	NTPF190	1
Diodo	SF26G	1
Transformador	ETD39	1
Inductor EMI	2.7mH	1

En la Figura 4.12 se observan los dispositivos LED utilizados para la carga del convertidor. El dispositivo LED es especial para el crecimiento de plantas en interiores, con longitudes de onda de $620-630nm$ y $460nm$.



Figura 4.12 LED seleccionado

En la Figura 4.13 se observa el circuito propuesto implementado.

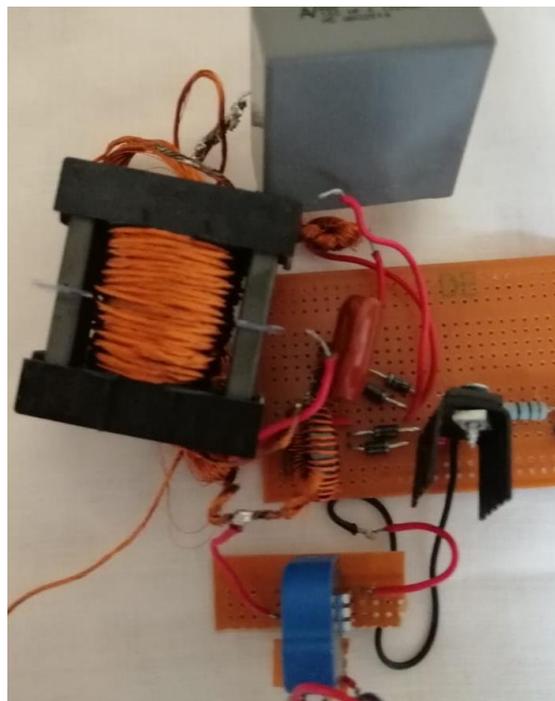


Figura 4.13 Fotografía de la implementación del circuito

4.5 Resultados experimentales

Para corroborar el funcionamiento del convertidor es necesario validar el comportamiento del convertidor, por lo que se plantea el siguiente protocolo de pruebas.

4.5.1 Protocolo de pruebas

Para realizar las pruebas eficientemente se elaboró un protocolo de pruebas el cual se describe a continuación:

- Factor de potencia para asegurar que la señal de voltaje y corriente se encuentren en fase.
- Observar la corriente del primario y del secundario para verificar que el convertidor se encuentre trabajando en MCD y corroborar la relación de vueltas.
- Medir la corriente y voltaje de salida.
- Medir el voltaje del interruptor (V_{Ds}) y del diodo (V_{AK}).
- Determinar la eficiencia total del circuito.
- Realizar la comparación de los armónicos obtenidos con los de las normas de calidad.

En la Figura 4.14 se observa los oscilogramas de voltaje y corriente de salida. Se obtuvo un voltaje de salida de $20.9V$ y una corriente promedio de salida de $1.87A$.

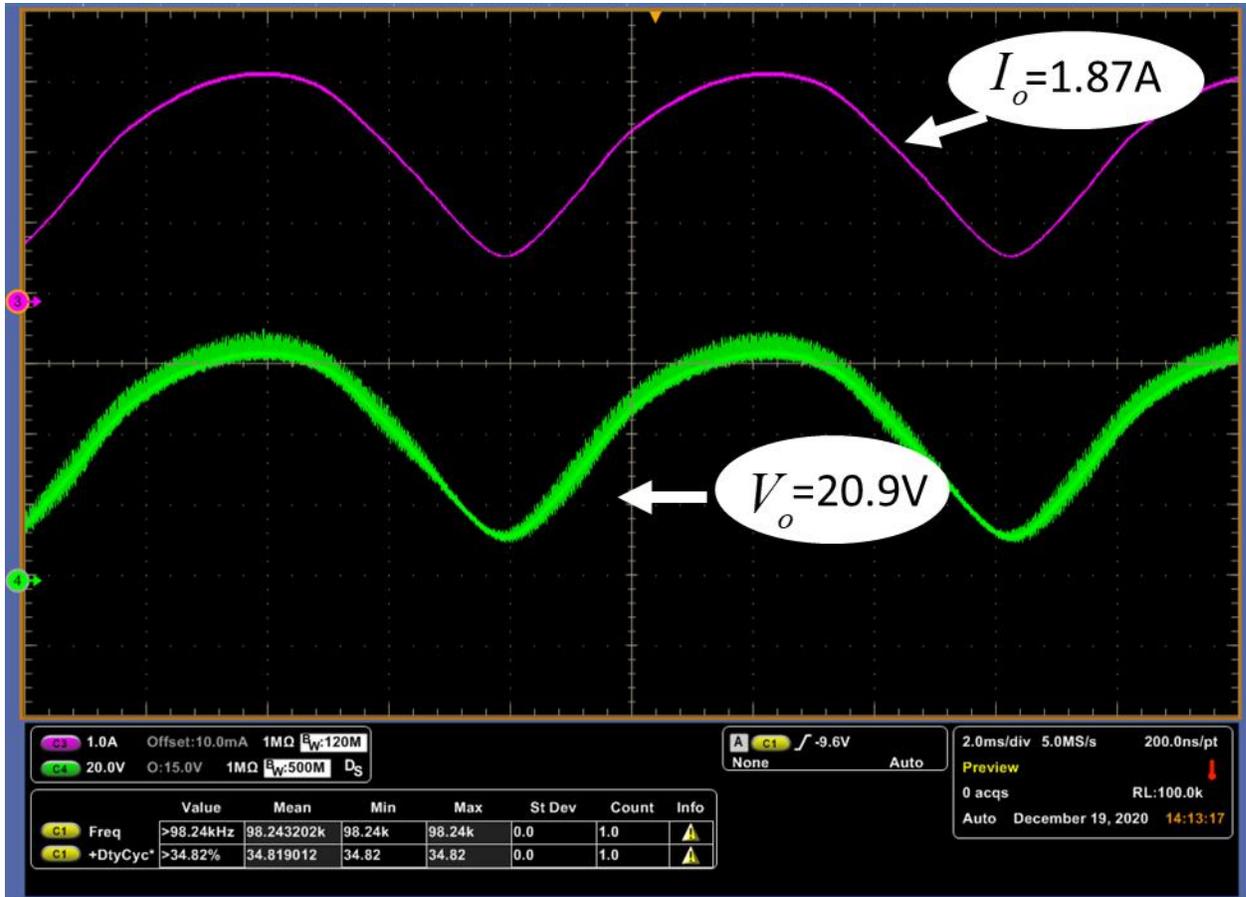


Figura 4.14 Corriente de salida, señal superior y voltaje de salida, señal inferior

La Figura 4.15 se observa un voltaje V_{DS} de 500V y una corriente de 2.4A en el primario del transformador.

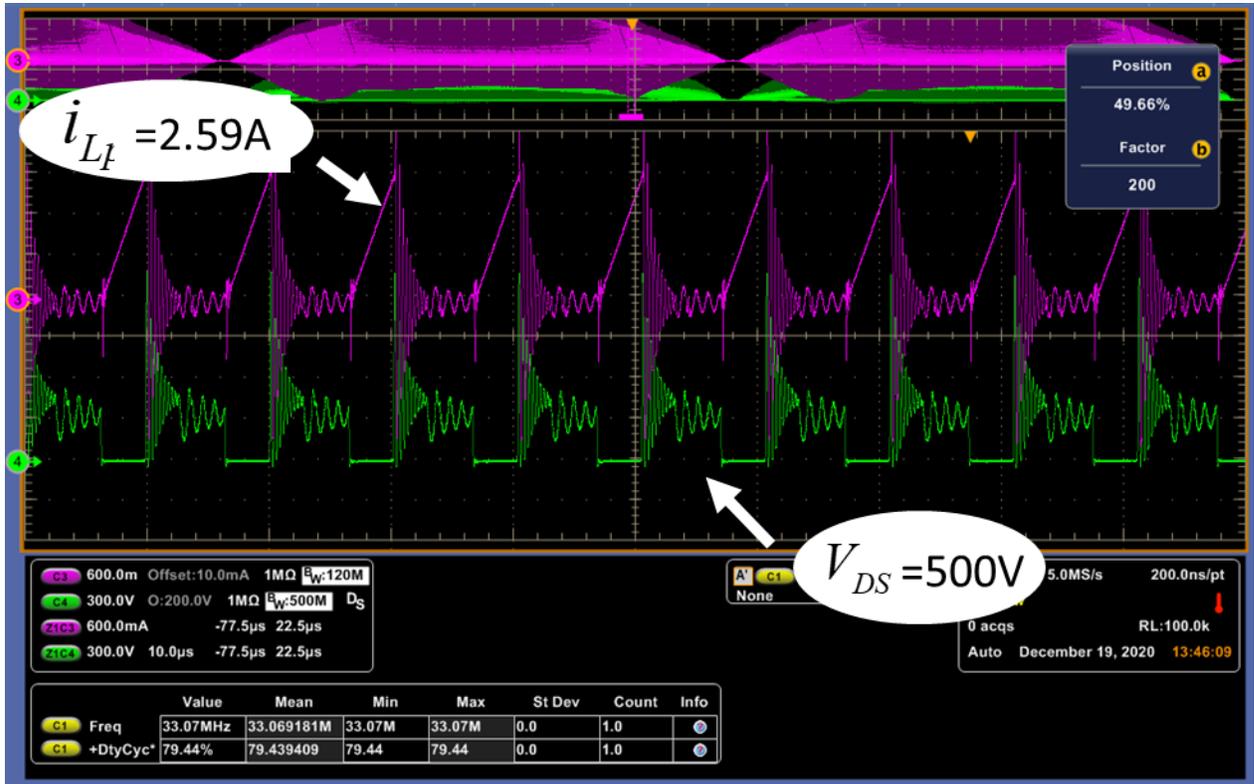


Figura 4.15 Corriente del primario del transformador, señal superior y voltaje V_{DS} , señal inferior

En la Figura 4.16 se observa una corriente en el secundario de $13.6A$ y un voltaje V_{AK} de $55.46V$.



Figura 4.16 Corriente del secundario del transformador, señal superior y voltaje V_{AK} señal inferior

En la Figura 4.17 se observa el factor de potencia obtenido en la medición de las pruebas experimentales con un valor de 99.4% .



Figura 4.17 FP obtenido en el circuito implementado

Se consiguió una eficiencia del convertidor propuesto η del 94.9% y una potencia procesada de 85% , como se observa en Figura 4.18.

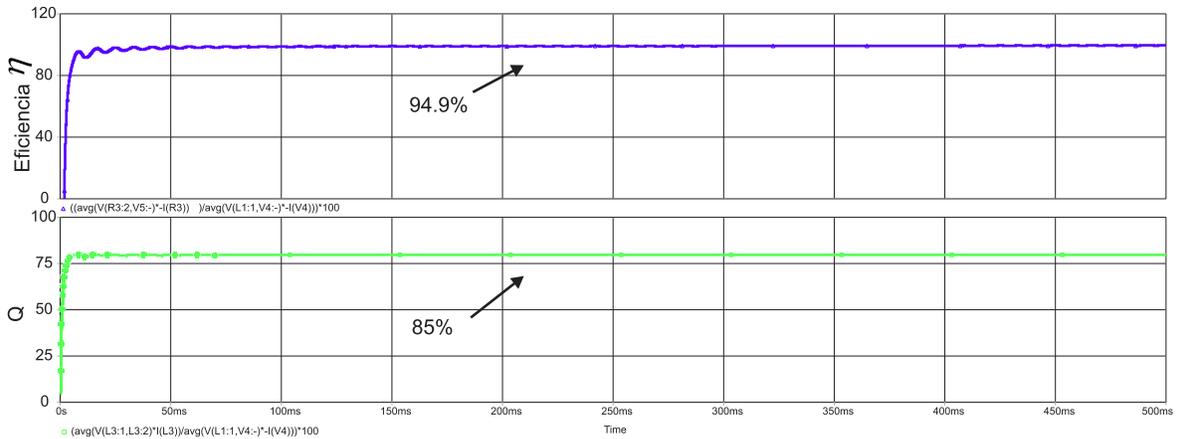


Figura 4.18 Eficiencia del convertidor y tamaño eléctrico

En la Tabla 4.4 se realizó la recopilación de datos de los valores de la distorsión armónica y el factor de potencia para el cumplimiento de las normas de calidad. Se observa que cumple con las normativas de NOM-030-ENER-2016 y del FIDE.

Tabla 4.4 Normas de calidad

	<i>THDi</i>	<i>FP</i>
NOM-030-ENER-2016	$\leq 30\%$	$\geq 90\%$
FIDE	$\leq 32\%$	$\geq 90\%$
Resultados obtenidos	7.46%	99.4%

Se realizó la comparativa de los armónicos de la norma IEC-61000-3-2 clase C con el circuito propuesto, en la Figura 4.19 se observa que el circuito propuesto cumple con la norma de calidad en cuanto la medición de armónicos.

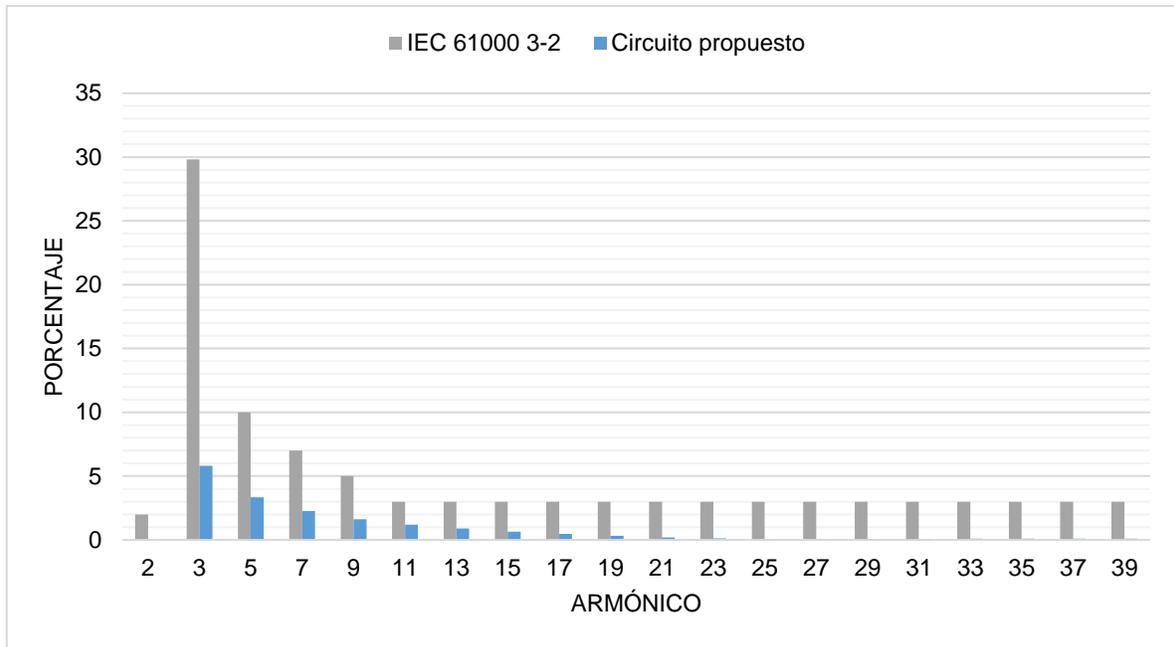


Figura 4.19 Porcentaje de armónicos tomando como referencia la norma IEC61000-3-2 clase C y los obtenidos en el circuito propuesto

La Tabla 4.5 se observa el resumen de los resultados de la topología propuesta. Existe un porcentaje de error debido a que no se consideraron las pérdidas de los elementos utilizados.

Tabla 4.5 Resumen de la topología implementada

Parámetro	Teórico ideal	Simulación	Pruebas experimentales	Error (%)	
				Simulación	Experimental
FP	99.72%	99.7%	99.4%	0.02	0.32
Voltaje promedio de salida	21.3V	21.3V	20.9V	0	1.87
Corriente promedio de salida	1.90A	1.88A	1.87A	1.05	1.58

Potencia en la lámpara	40.55W	40.04W	39.5W	1.26	2.59
Potencia procesada	85%	85%	86%	0	-1.17
Eficiencia del convertidor	95%	94.9%	89%	0.11	6.32

En la Tabla 4.6 se observa la comparación de los valores máximos obtenidos en simulación y las pruebas experimentales, se muestra una mayor ondulación de voltaje a la salida debido a que en la simulación no se consideran las pérdidas que pueden ser generadas al momento de implementar el prototipo.

Tabla 4.6 Comparativa de los resultados obtenidos

Parámetro	Simulación	Pruebas experimentales
Voltaje máximo de salida	26.50V	53V
Corriente máxima de salida	3.2A	2.61A
Corriente del primario	2.60A	2.4A
Corriente del secundario	15.46A	13.6A

La reconexión estratégica de la etapa del primario y secundario del convertidor flyback tiene como beneficio un menor porcentaje de potencia procesada. En la Figura 4.20 se puede observar que se procesó una potencia de 34.49W que es un

85% de la potencia total, por lo tanto, se mejoró la eficiencia de la topología propuesta.



Figura 4.20 Distribución de la potencia procesada

4.6 Comparación de resultados con la literatura

En la Tabla 4.7 se observa la comparativa de los resultados de trabajos consultados en la literatura, con motivo de visualizar la mejor de la eficiencia del sistema y el factor de potencia.

La propuesta consiguió un mayor factor de potencia, además, es importante considerar que, en comparación a las demás topologías consultadas en la literatura, trabaja con un número reducido de componentes y no procesa el 100% del flujo de potencia total.

Tabla 4.7 Comparativa de topologías de la literatura y la implementada

Topología	Topología	Potencia	FP	Eficiencia
[10]	Variación del flyback	10.61W	96.56%	88.79%
[26]	Flyback seguido de un flyback + buck	20W	95%	85%
[20]	Flyback seguido de un Buck	35W	99%	90%
[27]	Flyback con puerto de rizo	13.5W	97%	80%
Propuesta de solución	Variación del flyback	40.55W	99.4%	89%

Al circuito propuesto en [10] se le realizaron ciertos cambios en el análisis matemático de la topología, los cuales se muestran a continuación:

La variable t_x es la constante de tiempo muerto que se observa en la corriente de entrada y la corriente rectificada. En [10] se calculó mediante la ecuación 4.1, sin embargo, no se consideró la variable de la frecuencia de línea, eso hace una diferencia en el valor de la variable de tiempo t_x .

$$t_x = \frac{\sin^{-1}(m)}{2\pi} \quad 4.1$$

En la Figura 4.21 se realizó la comparación de la constante de tiempo muerto considerando la frecuencia de línea y sin considerarla. Se puede observar que al no considerar la frecuencia de línea se obtiene un mayor tiempo muerto, es decir, el

tiempo t_x obtenido mediante la ecuación 4.1 excede al tiempo muerto de la corriente de entrada del convertidor.

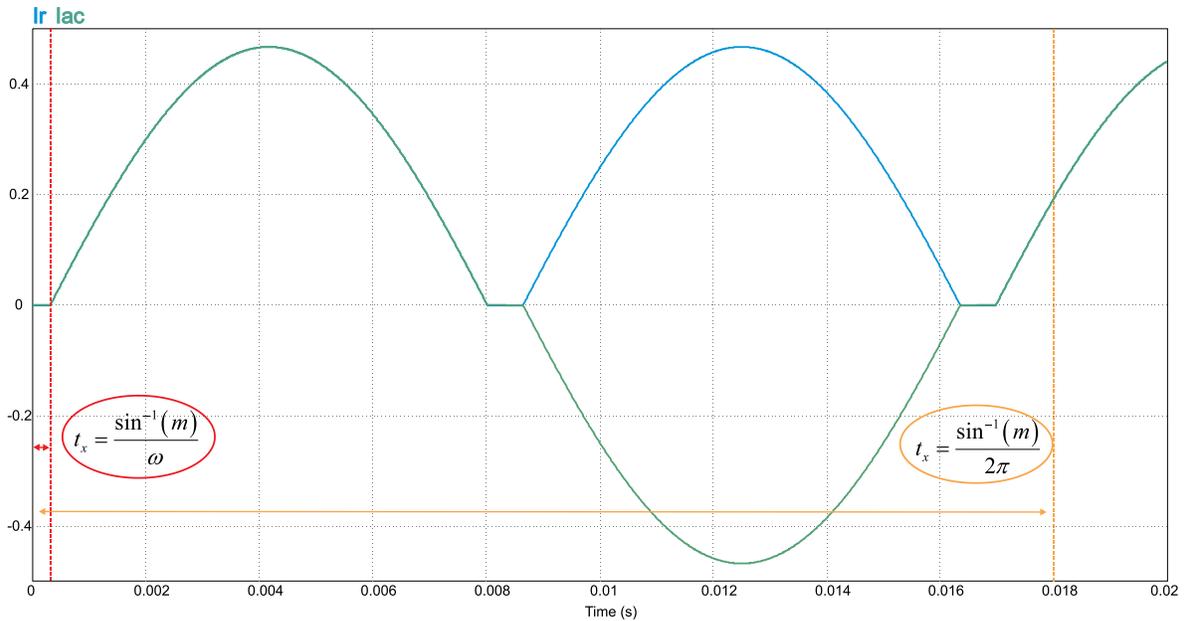


Figura 4.21 Tiempo muerto t_x de la corriente de entrada

Otro punto importante ocurre con los límites de integración establecidos para el cálculo del flujo de potencia en [10]. Se plantea como ejemplo la potencia promedio enviada por la fuente principal (ver ecuación 4.2),

$$P_i = \frac{1}{T/2} \int_{t_{xT}}^{\pi-t_xT} V_r i_r dt \quad 4.2$$

En la ecuación 4.2. se observa que en los límites de la integración se plantean respecto a variables diferentes. En la Figura 4.22 se observa el límite de integración planteado, se observa que se considera más de un ciclo de conmutación, lo que altera los resultados.

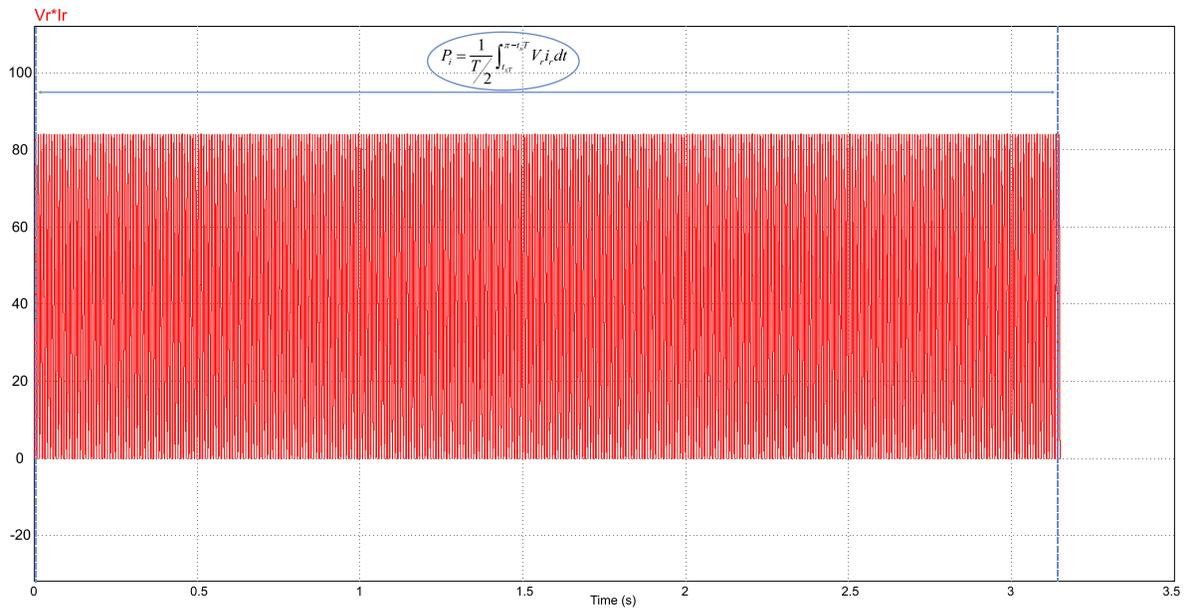


Figura 4.22 Potencia de entrada con límites de integración de [10]

Esto se puede solucionar mediante la conversión de unidades de radianes a Hertz:

$$\omega_{(rad)} = 2\pi f_{(Hz)} \quad 4.3$$

Y la conversión de Hertz a segundos se realiza mediante la ecuación 4.4.

$$T_{(s)} = \frac{1}{f} \quad 4.4$$

Realizada la conversión de unidades correspondiente se obtienen los límites de integración correctos para los cálculos requeridos, como se observa en la Figura 4.23

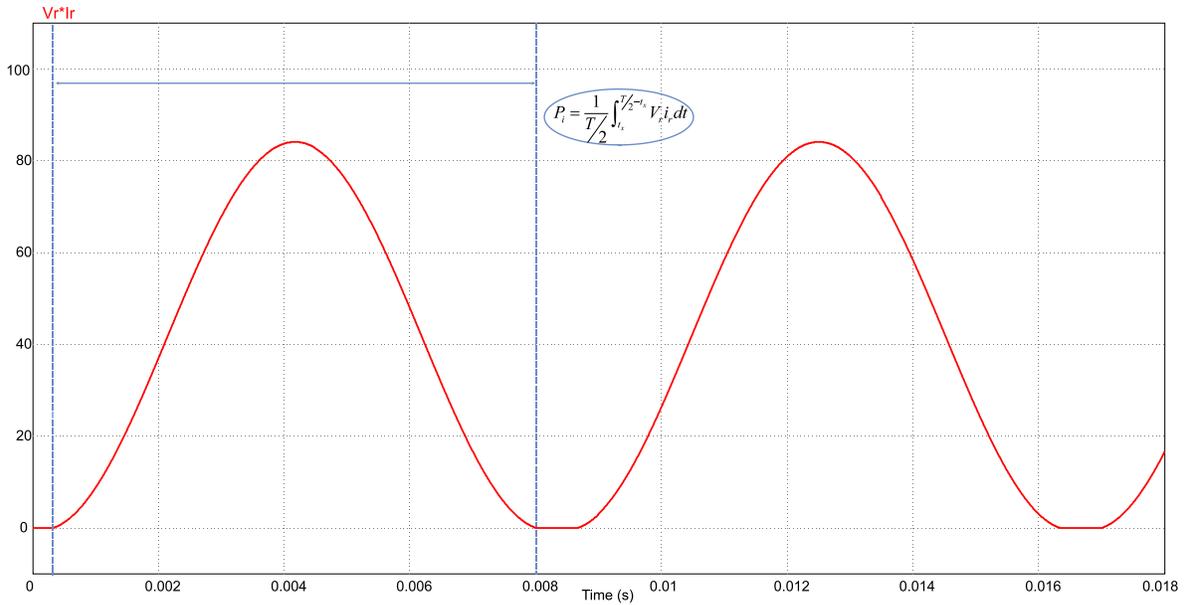


Figura 4.23 Limites de integración modificados

Considerando estos cambios en el análisis matemático del circuito se obtuvieron diferentes expresiones matemáticas para obtener las variables requeridas para el diseño de la fuente de alimentación LED, las cuales se observan en la Tabla 4.8.

Tabla 4.8 Ecuaciones actualizadas

Ecuaciones de [10]	Ecuaciones actualizadas
$t_x = \frac{\sin^{-1}\left(\frac{V_F}{V_r}\right)}{2\pi} = \frac{\sin^{-1}(m)}{2\pi}$	$t_x = \frac{\sin^{-1}\left(\frac{V_F}{V_r}\right)}{2\pi f} = \frac{\sin^{-1}(m)}{\omega}$
$I_1 = 2 \cos(2\pi t_x) \sin(2\pi t_x)$ $-4m \cos(2\pi t_x) - 4\pi t_x + \pi$	$I_1 = 2 \cos(\omega t_x) \sin(\omega t_x)$ $-4m \cos(\omega t_x) - 2\omega t_x + \pi$
$I_n = \frac{-4}{n(n-1)(n+1)} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)^2 \left(\begin{array}{l} m(n^2-1)\cos(2nt_x\pi) + \\ \left(\frac{n^2+n}{2}\right)\sin(2(n-1)t_x\pi) - \\ \left(\frac{n^2-n}{2}\right)\sin(2(n+1)t_x\pi) \end{array} \right)$	$I_n = \frac{-4}{n(n-1)(n+1)} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)^2 \left(\begin{array}{l} m(n^2-1)\cos(n\omega t_x) \\ \frac{n^2+n}{2}\sin((n-1)\omega t_x) \\ \frac{n^2-n}{2}\sin((n+1)\omega t_x) \end{array} \right)$

$P_i = \frac{1}{2} \frac{V_r^2 \begin{pmatrix} 2 \cos(2t_x \pi) \sin(2t_x \pi) \\ -4m \cos(2t_x \pi) - 4t_x \pi + \pi \end{pmatrix}}{R_F \pi}$	$P_i = \frac{V_r^2 \begin{bmatrix} 2 \cos(\omega t_x) \sin(\omega t_x) \\ -4m \cos(\omega t_x) - 2\omega t_x + \pi \end{bmatrix}}{2R_F \pi}$
$P_{Fi} = \frac{1}{2} \frac{V_r^2 \begin{pmatrix} -8m^2 t_x \pi + 2\pi m^2 \\ +2 \cos(2t_x \pi) \sin(2t_x \pi) \\ -8m \cos(2t_x \pi) - 4t_x \pi + \pi \end{pmatrix}}{R_F \pi}$	$P_{Fi} = \frac{V_r^2 \begin{bmatrix} 2 \cos(\omega t_x) \sin(\omega t_x) \\ -8m \cos(\omega t_x) \\ +(\pi - 2\omega t_x)(1 + 2m^2) \end{bmatrix}}{2R_F \pi}$
$P_{Fo} = \frac{mV_r^2 (4\pi m t_x - \pi m + 2 \cos(2t_x \pi))}{R_F \pi}$	$P_{Fo} = \frac{mV_r^2 (2\omega m t_x - \pi m + 2 \cos(\omega t_x))}{R_F \pi}$
$Q = \frac{\begin{pmatrix} -8m^2 t_x \pi + 2\pi m^2 \\ +2 \cos(2t_x \pi) \sin(2t_x \pi) \\ -8m \cos(2t_x \pi) - 4t_x \pi + \pi \end{pmatrix}}{\begin{pmatrix} 2 \cos(2t_x \pi) \sin(2t_x \pi) \\ -4m \cos(2t_x \pi) \\ -4t_x \pi + \pi \end{pmatrix}}$	$Q = \frac{-2\omega t_x m^2 + \pi m^2 - 2m \cos(\omega t_x)}{\begin{pmatrix} \cos(\omega t_x) \sin(\omega t_x) - 2m \cos(\omega t_x) \\ -\omega t_x + \frac{\pi}{2} \end{pmatrix}} + 1$
$I_{avg} = \frac{V_r (4\pi m t_x - \pi m + 2 \cos(2t_x \pi))}{R_F \pi}$	$I_{avg} = \frac{V_r (2\omega m t_x - \pi m + 2 \cos(\omega t_x))}{R_F \pi}$

**CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES, OBSERVACIONES Y
TRABAJOS FUTUROS**

5.1 Conclusiones

En este trabajo se diseñó e implementó un convertidor CA/CD y se obtuvo un alto factor de potencia para el cumplimiento de las normas de calidad

Analizando los resultados obtenidos se puede concluir que la reconexión estratégica del convertidor flyback genera un menor porcentaje de potencia procesada, obteniendo un menor estrés en los componentes electrónicos en comparación a un flyback convencional.

En las pruebas experimentales, el convertidor propuesto procesó el 85% de la potencia de entrada y el resto fue directamente a la carga, este procesamiento parcial de la energía aumenta la eficiencia del sistema.

El circuito propuesto cumple con los requisitos establecidos por la NOM-030-ENER-2016, las recomendaciones del FIDE y los estándares internacionales de la IEC61000-3-2 clase C en un intervalo de $0 < m < 0.41$ con un $THDi = 7.44\%$ y un $FP = 99.4\%$.

5.2 Observaciones

Se implementó el uso de una variación del convertidor flyback, realizando una reconexión del transformador flyback conectando la etapa del secundario en paralelo con la carga y este a su vez en serie con el primario del transformador.

Finalmente se realizó un cambio en el análisis del convertidor previamente presentado en una tesis del CENIDET, modificando diversas expresiones matemáticas para el diseño del convertidor de manera correcta.

5.3 Trabajos futuros

En este trabajo se realizó una fuente de alimentación LED utilizando la técnica del procesamiento parcial de energía para el cumplimiento de las normas de calidad.

En general, el circuito propuesto tiene buen desempeño, sin embargo, como en todo trabajo de investigación surgieron algunos aspectos que se pueden optimizar dando lugar a posibles trabajos futuros:

- Unir la aportación del procesamiento parcial de energía con elementos almacenadores de energía, con la finalidad de obtener un solo circuito.
- Minimizar el rizo de corriente del convertidor sin la utilización de capacitores electrolíticos para garantizar una larga vida útil en la fuente de alimentación.
- Explorar opciones de control para tener un equilibrio entre la potencia de entrada y la potencia de salida del convertidor.

REFERENCIAS

- [1] A. Serrano-Tierz, A. Martínez-Iturbe, O. Guarddon-Muñoz, and J. L. J. D. Santolaya-Sáenz, "Analysis of energy saving in industrial LED lighting: A case study," vol. 82, no. 191, pp. 231-239, 2015.
- [2] C. Trujillo, G. Henao, J. Castro, and A. J. I. L. A. T. Narvaez, "Design and development of a LED Driver prototype with a Single-Stage PFC and low current harmonic distortion," vol. 15, no. 8, pp. 1368-1375, 2017.
- [3] Y. Li, X. Chen, Y. Liu, H. Tang, Q. Guo, and Y. Lu, "Single-stage PFC converters for electrolytic capacitor-less LED lamps," in *2017 China International Electrical and Energy Conference (CIEEC)*, 2017, pp. 102-106: IEEE.
- [4] SEGOB, "Eficacia luminosa de lámparas de diodos emisores de luz (led) integradas para iluminación general. Límites y métodos de prueba.," 2017.
- [5] FIDE, "Especificación sello FIDE No. 071. Luminarios y lámparas integradas con LEDs d uso interior " p. 8, 2017.
- [6] IEC, "Compatibilidad electromagnética (CEM). Límites para las emisiones de corriente armónicas (equipos con corriente de entrada menores iguales a 16A por fase). (IEC 61000-3-2)," 2006.
- [7] E. S. Lee, D. T. Nguyen, and C. T. Rim, "A novel passive type LED driver for static LED power regulation by multi-stage switching circuits," in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2015, pp. 900-905: IEEE.
- [8] T.-L. Chern, L.-H. Liu, P.-L. Pan, and Y.-J. Lee, "Single-stage flyback converter for constant current output LED driver with power factor correction," in *2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 2009, pp. 2891-2896: IEEE.

- [9] J. C. Lam, P. K. J. I. J. o. E. Jain, and S. T. i. P. Electronics, "Isolated AC/DC offline high power factor single-switch LED drivers without electrolytic capacitors," vol. 3, no. 3, pp. 679-690, 2015.
- [10] B. R. Nava, "Evaluación de una Topología para la Alimentación de LED's de Potencia con Factor de Potencia Alto y Procesamiento Parcial de la Energía," Maestría, Electrónica de Potencia, CENIDET, Cuernavaca, Morelos, 2016.
- [11] J. C. Lam and P. K. J. I. T. o. P. E. Jain, "A high power factor, electrolytic capacitor-less AC-input LED driver topology with high frequency pulsating output current," vol. 30, no. 2, pp. 943-955, 2014.
- [12] M. A. Sabour, M. Nassary, M. Saad, E.-S. Hasaneen, and M. Orabi, "Enabling Universal-Input Operation in Electrolytic Capacitor-less LED Drivers Based on Harmonics Injection," in *2019 IEEE Conference on Power Electronics and Renewable Energy (CPERE)*, 2019, pp. 26-31: IEEE.
- [13] M. Nassary, M. Orabi, E. M. Ahmed, E.-S. Hasaneen, and M. Gaafar, "Modified harmonic injection technique for electrolytic capacitor-less LED driver," in *2017 Nineteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, 2017, pp. 1459-1464: IEEE.
- [14] L. Gu, X. Ruan, M. Xu, and K. J. I. T. o. P. E. Yao, "Means of eliminating electrolytic capacitor in AC/DC power supplies for LED lightings," vol. 24, no. 5, pp. 1399-1408, 2009.
- [15] Q. Hu and R. J. I. T. o. P. E. Zane, "Minimizing required energy storage in off-line LED drivers based on series-input converter modules," vol. 26, no. 10, pp. 2887-2895, 2010.
- [16] S. Zhang, Y. Qiu, Y. Wang, X. Liu, J. M. Alonso, and D. Xu, "A high-power-factor integrated-stage AC-DC LED driver based on flyback-class e converter," in *2017 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2017, pp. 1-5: IEEE.

- [17] A. Jha and B. Singh, "Zeta converter for power quality improvement for multi-string LED driver," in *2016 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2016, pp. 1-8: IEEE.
- [18] Y. Qiu, L. Wang, H. Wang, Y.-F. Liu, P. C. J. I. J. o. E. Sen, and S. T. i. P. Electronics, "Bipolar ripple cancellation method to achieve single-stage electrolytic-capacitor-less high-power LED driver," vol. 3, no. 3, pp. 698-713, 2015.
- [19] J. García, D. Camponogara, M. Dalla-Costa, D. Gacio, J. M. Alonso, and A. Campos, "LED driver with bidirectional series converter for low frequency ripple cancelation," in *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 4563-4568: IEEE.
- [20] P. Fang, B. White, C. Fiorentino, and Y.-F. Liu, "Zero ripple single stage AC-DC LED driver with unity power factor," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2013, pp. 3452-3458: IEEE.
- [21] Y. Qiu, H. Wang, L. Wang, Y.-F. Liu, and P. S. Life, "Current-ripple-based control strategy to achieve low-frequency ripple cancellation in single-stage high-power LED driver," in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, pp. 5316-5322: IEEE.
- [22] M. N. Pefkianaki, C. G. Zogogianni, and E. C. Tatakis, "Investigation of the operational behavior of a DC/DC high step up R2P2 converter," in *2017 Panhellenic Conference on Electronics and Telecommunications (PACET)*, 2017, pp. 1-4: IEEE.
- [23] Z. Shan, X. Chen, S. Fan, J. Jatskevich, and K. T. Chi, "An Electrolytic Capacitor-less AC-DC LED Driver with a Low Power Processing Auxiliary Circuit and Ceramic Capacitors for Ripple Power Decoupling," in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2018, pp. 5101-5108: IEEE.

- [24] K. C. Bekoski, C. Gobbato, C. F. Moraes, G. W. Denardin, and J. de Pelegrini Lopes, "LED Driver With Reduced Redundant Power Processing And Dimming For Street Lighting Applications," in *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, 2019, pp. 1-6: IEEE.
- [25] C.-L. Kuo, T.-J. Liang, K.-H. Chen, and J.-F. Chen, "Design and implementation of high frequency AC-LED driver with digital dimming," in *Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 2010, pp. 3713-3716: IEEE.
- [26] H. Valipour, G. Rezazadeh, M. R. Zolghadri, and N. Noroozi, "Electrolytic capacitor-less ac-dc led driver with constant output current and PFC," in *The 6th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC2015)*, 2015, pp. 107-112: IEEE.
- [27] W. Chen and S. R. J. I. T. o. P. E. Hui, "Elimination of an electrolytic capacitor in AC/DC light-emitting diode (LED) driver with high input power factor and constant output current," vol. 27, no. 3, pp. 1598-1607, 2011.