



EDUCACIÓN

SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO

Tecnológico Nacional de México

**Centro Nacional de Investigación
y Desarrollo Tecnológico**

Tesis de Maestría

**Estudio del convertidor Flyback con puerto de rizo
y procesamiento parcial de energía aplicado a
sistemas de iluminación de estado sólido**

presentada por

Ing. Roberto Carlos Alvarado Maldonado

como requisito para la obtención del grado de

**Maestría en Ciencias en
Ingeniería Electrónica**

Director de tesis

Dr. Mario Ponce Silva

Codirector de tesis

Dr. Víctor Hugo Olivares Peregrino

Cuernavaca, Morelos, México. Enero del 2025.



Centro Nacional de Investigación y Desarrollo tecnológico
Departamento de Ingeniería Electrónica

Cuernavaca, Mor; 13/enero/2025

Oficio No. DIE/001/2025

Asunto: Aceptación de documentos.

DR. CARLOS MANUEL ASTORGA ZARAGOZA

SUBDIRECTOR ACADÉMICO

PRESENTE

Por este conducto, los integrantes de Comité Tutorial del **C. Roberto Carlos Alvarado Maldonado**, con número de control **M21CE074** de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le informamos que hemos revisado el trabajo de tesis profesional titulado **"Estudio del Convertidor Flyback con Puerto de Rizo y Procesamiento Parcial de Energía Aplicado a Sistemas de Iluminación de Estado Sólido"**, y hemos encontrado que se han realizado todas las correcciones y observaciones que se le indicaron, por lo que hemos acordado aceptar el documento de tesis y le solicitamos la autorización de impresión definitiva.

DIRECTOR DE TESIS

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

CODIRECTOR DE TESIS

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

REVISOR 1

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

REVISOR 2

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

C.p. N.T.I. María Elena Gómez Torres, Jefe del Departamento de Servicios Escolares
Estudiante
JGM/encj



Educación
Secretaría de Educación Pública



Investigación
Nacional de Tecnología



Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
Subdirección Académica

Cuernavaca, Mor., 17/enero/2025

Oficio No. SAC/017/2025

Asunto: Autorización de impresión de tesis

ROBERTO CARLOS ALVARADO MALDONADO
CANDIDATO AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
P R E S E N T E

Por este conducto, tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado "Estudio del Convertidor Flyback con Puerto de Rizo y Procesamiento Parcial de Energía Aplicado a Sistemas de Iluminación de Estado Sólido", 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.

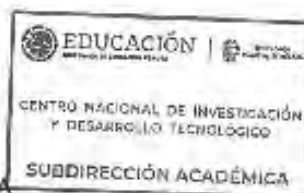
A T E N T A M E N T E

Excelencia en Educación Tecnológica®

"Conocimiento y Tecnología al Servicio de México"

[Firma manuscrita]

CARLOS MANUEL ASTORGA ZARAGOZA
SUBDIRECTOR ACADÉMICO



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

CMA2/mz



2025
Año de
La Mujer
Indígena

Intercor Intermedo Palmar S/N, Col. Palmar

C. P. 62480, Cuernavaca, Morelos Tel. 01 (777) 3627770 ext. 7139.

e-mail: c5a3_cenidet@conae.mx, cenidet@conae.mx

cenidet
CENTRO NACIONAL DE INVESTIGACIÓN
Y DESARROLLO TECNOLÓGICO



RESUMEN

En este trabajo se presenta el análisis y diseño de un convertidor Flyback con puerto de rizo y procesamiento parcial de energía, enfocado en aplicaciones para sistemas de iluminación de estado sólido (SSL). Estos sistemas, basados en lámparas LED, son reconocidos por su alta eficiencia, durabilidad y versatilidad, lo que los posiciona como una solución clave para la reducción del consumo energético global. Sin embargo, persisten desafíos relacionados con la estabilidad, eficiencia y vida útil de las fuentes de alimentación, que este trabajo busca abordar.

Se identificaron los principios fundamentales de los convertidores Flyback y las ventajas de integrar un puerto de rizo junto con técnicas de PPE. Estas herramientas permiten minimizar las pérdidas energéticas al procesar únicamente una fracción de la potencia total, mejorando significativamente la eficiencia del sistema y reduciendo las tensiones sobre los componentes críticos. Posteriormente, se llevó a cabo un diseño sistemático del convertidor Flyback, incluyendo el cálculo de componentes y su adaptación a operar en modo de conducción discontinua (DCM). Dicho diseño fue validado a través de simulaciones en software especializado, verificando el cumplimiento de los parámetros establecidos, como el voltaje de salida, corriente de carga, y frecuencia de operación.

El trabajo también aborda temas complementarios como la corrección del factor de potencia (CFP), indispensable en sistemas AC-DC para cumplir con normativas internacionales y garantizar una operación eficiente. Los resultados obtenidos demuestran que la combinación de un puerto de rizo y PPE en un convertidor Flyback ofrece una solución robusta y eficiente para aplicaciones LED, logrando mejorar la estabilidad de la potencia de salida y optimizando la vida útil de los componentes. Estas características son cruciales para garantizar el desempeño a largo plazo de los sistemas SSL en aplicaciones residenciales, comerciales e industriales.

Finalmente, se identificaron áreas clave para investigaciones futuras, como la exploración de nuevas topologías de convertidores, la optimización de técnicas de PPE en otras aplicaciones energéticas y el desarrollo de circuitos auxiliares que permitan expandir las capacidades de los convertidores actuales que ayuden a mejorar los tiempos de vida útil en los convertidores utilizados para sistemas de iluminación o cualquier otro uso de los convertidores.

ABSTRACT

This work presents the analysis and design of a Flyback converter with ripple port and partial power processing (PPE), focusing on applications for solid-state lighting (SSL) systems. These systems, based on LED lamps, are renowned for their high efficiency, durability, and versatility, positioning them as a key solution for reducing global energy consumption. However, challenges remain regarding the stability, efficiency, and lifespan of power supplies, which this study aims to address.

The fundamental principles of Flyback converters were identified, highlighting the advantages of integrating a ripple port alongside PPE techniques. These tools enable the reduction of energy losses by processing only a fraction of the total power, significantly improving system efficiency and reducing stress on critical components. A systematic design process for the Flyback converter was carried out, including component calculations and its adaptation for operation in discontinuous conduction mode (DCM). This design was validated through specialized software simulations, ensuring compliance with established parameters such as output voltage, load current, and operating frequency.

The study also explores complementary topics such as power factor correction (PFC), which is essential in AC-DC systems to meet international standards and ensure efficient operation. The results demonstrate that combining a ripple port with PPE in a Flyback converter provides a robust and efficient solution for LED applications, enhancing output power stability and extending the lifespan of key components. These features are crucial for ensuring the long-term performance of SSL systems in residential, commercial, and industrial applications.

Finally, key areas for future research were identified, including the exploration of new converter topologies, optimization of PPE techniques for other energy applications, and the development of auxiliary circuits. These advancements aim to expand the capabilities of current converters and improve their lifespan in lighting systems or other converter applications.

DEDICATORIA

Dedico este trabajo a toda mi familia, a mis abuelos, tíos, primos, y padrinos quienes siempre estuvieron apoyándome en todo momento de manera incondicional, quienes me guiaron a tomar las mejores decisiones en cada momento. Principalmente a mi hermana Itzel y mi esposa Michel, a quienes dedico el mayor de estos logros, pues ambas fueron el motivo que me permitió seguir adelante a pesar de todas las circunstancias que se presentaron, y por quienes luché día con día, gracias por ser el motor de mi alma. A mis dos hijas Luna y Cuki quienes me han acompañado en todas esas noches de desvelos.

Agradezco a mis padres Roberto Alvarado y América Maldonado por su amor y vida, sin ustedes nada de esto sería posible, gracias por cada momento y circunstancia pues ello me llevo a este preciso momento, gracias por darme la oportunidad de vivir esta experiencia.

Le agradezco a todos mis profesores que he tenido en mi trayecto escolar, pues sin duda alguna cada uno aportó con un grano de arena que me ha permitido ser el estudiante en el que me convertí, muchas gracias.

Agradezco profundamente a todos mis amigos y compañeros, cuyos valiosos momentos y anécdotas me han ayudado a crecer y seguir avanzando, gracias a cada uno por ser tan particular.

Mi más profundo y eterno agradecimiento te lo extiendo a ti Padre que siempre estás conmigo, gracias por no dejarme solo, gracias por ayudarme a avanzar, te agradezco por siempre guiarme, por ayudarme a evolucionar, gracias por iluminarme, gracias por esta vida, gracias por todo tu amor incondicional, te dedico todo este esfuerzo a seguir adelante en honor a tu memoria y enseñanzas.

-NAMASTE

AGRADECIMIENTOS

Agradezco al Consejo Nacional de Humanidades, Ciencias y Tecnologías (CONAHCYT), por brindarme los recursos necesarios para poder realizar esta maestría.

Agradezco al Tecnológico Nacional de México, por ofrecer la oportunidad para poder estudiar un posgrado.

Al Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET), por facilitar las instalaciones y recursos que me permitieron realizar esta maestría, dejándome bellos recuerdos y memorias de esta grata experiencia de crecimiento profesional.

Mi más grande gratitud la extiendo a mis catedráticos, quienes fueron sin duda mi mayor fuente de inspiración y conocimientos invaluable durante toda mi carrera, gracias Dr. Aguilar, Dr. Arau, Dr. Abraham, Dr. Aguayo, Dr. Calleja, Dr. Mario Ponce, Dr. Rodolfo, Dra. Susana y Dr. Víctor.

Extiendo mi agradecimiento a mi comité revisor, el Dr. Abraham Claudio Sánchez y Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel, por todos sus valiosos consejos, revisiones y aportaciones que han dado a este trabajo, pues han sido puntos clave que han ayudado en todo el desarrollo, así como también por todo su apoyo y comprensión que siempre me han brindado.

Estoy profundamente agradecido con mis asesores, el Dr. Mario Ponce Silva y Dr. Víctor Hugo Olivares Peregrino, por brindarme la oportunidad de trabajar con ellos y por compartir de sus conocimientos y experiencias durante todo mi trayecto en este posgrado, así como sus consejos y apoyo que sin duda me ayudaron a poder culminar este trabajo, gracias por cada valioso momento y anécdotas.

Y sin duda agradezco a mis compañeros y amigos que hice durante la maestría, con quienes compartí de momentos muy gratos, gracias por su apoyo y motivación en esta travesía, el mejor de los éxitos les deseo siempre.

CONTENIDO

RESUMEN	IV
ABSTRACT.....	V
DEDICATORIA	VI
AGRADECIMIENTOS	VII
CONTENIDO	VIII
LISTA DE FIGURAS	X
LISTA DE TABLAS	XI
LISTA DE ACRONIMOS	XI
SIMBOLOGÍA	XII
CAPÍTULO I. INTRODUCCIÓN.....	12
1.1 Antecedentes	12
1.2 Planteamiento del Problema	13
1.3 Propuesta de solución.....	15
1.4 Objetivos	15
1.4.1 Objetivo General	15
1.4.2 Objetivos Específicos.....	16
1.5 Justificación.....	16
1.6 Alcances y limitaciones	17
1.6.1 Alcances	17
1.6.2 Limitaciones	17
CAPÍTULO II. REVISION DE LOS CONVERTIDORES APLICADOS A FUENTES DE ILUMINACION DE ESTADO SÓLIDO	19
2.1 Convertidores con Puerto de Rizo y Procesamiento Parcial de Energía.....	19
2.1.1 Técnica del Procesamiento Parcial de Energía (PPE)	19
2.2 Convertidores con Puerto de Rizo y Procesamiento Parcial de Energía (PPE)	20
2.2.1 Estructura de operación en los Convertidores Flyback con Puerto de Rizo.....	20
2.2.2 Integración del Procesamiento Parcial de Energía en los convertidores	21
2.3 Impacto del Procesamiento Parcial de Energía en Sistemas de Potencia	21
2.3.1 PPE en Convertidores para aplicaciones de iluminación LED.....	22

2.4	Técnicas de Corrección del Factor de Potencia (CFP) en Convertidores AC-DC	22
2.5	Tecnologías de Capacitores y su impacto en la vida útil de los convertidores aplicados en SSL	23
2.5.1	Alternativas de Capacitores para extender la vida útil en aplicaciones LED	24
2.5.2	Evaluación de la demanda de Capacitancia en Sistemas SSL	24
2.6	Eficiencia Energética en Convertidores de Iluminación	25
CAPÍTULO III Diseño del Convertidor Flyback con Puerto de Rizo y Procesamiento Parcial de Energía		28
3.1	Introducción al Diseño del Convertidor Flyback	28
3.2	Caracterización de la curva del LED	28
3.3	Análisis del modelo equivalente SVRM para la carga del LED	29
CAPITULO IV SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR FLYBACK CON PUERTO DE RIZO Y PROCESAMIENTO PARCIAL DE ENERGIA		40
4.1	Resultados de simulación	40
	Lógica de Control	42
4.2	Análisis comparativo de eficiencias a través de simulación	50
CAPÍTULO V CARACTERIZACION DEL CONVERTIDOR FLYBACK CON PUERTO DE RIZO Y PROCESAMIENTO PARCIAL DE ENERGIA		63
5.1	Parámetros de diseño	63
CAPITULO VI CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS		69
6.1	Conclusiones Generales	69
6.2	Conclusiones Especificas	70
6.3	Trabajos Futuros	71
6.4	Producto académico	72
	REFERENCIAS	75
	ANEXOS	82

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Comparación tiempo de vida útil entre capacitor y LED.....	14
Figura 2. Diagrama a bloques propuesta de solución.	15
Figura 3. Curva característica del LED.....	28
Figura 4. Modelo SVRM para carga LED.	29
Figura 5. Topología del convertidor Flyback con modelo de carga SVRM.	30
Figura 6. Formas de onda devanado primario del convertidor.	30
Figura 7. Formas de onda devanado secundario del convertidor.....	31
Figura 8. Circuito equivalente devanado secundario.....	32
Figura 9. Circuitos equivalentes salida del convertidor Flyback.	33
Figura 10. Formas de onda operación del convertidor.	35
Figura 11. Topología del convertidor Flyback propuesto.....	36
Figura 12. Circuito Flyback con puerto de rizo diseñado en Spice.....	40
Figura 13. Diagrama a bloques lógica de operación convertidor flyback.	43
Figura 14. Circuito de control para conmutación de MOSFET'S.	43
Figura 15. Señales de salida circuito de control.	45
Figura 16. Formas de onda, conmutación interruptores e inductores 1	46
Figura 17. Formas de onda, conmutación interruptores e inductores 2.	46
Figura 18. Formas de onda, conmutación interruptores e inductores 3.	47
Figura 19. Voltaje de entrada AC, voltaje de salida en carga y voltaje RMS en salida.....	47
Figura 20. Formas de onda en inductores primario, secundario y auxiliar.	48
Figura 21. Forma de onda rizo de voltaje en salida sin circuito auxiliar.	48
Figura 22. Forma de onda rizo de voltaje en salida con circuito auxiliar.	48
Figura 23. Forma de onda rizo de corriente en salida sin circuito auxiliar.....	49
Figura 24. Forma de onda rizo de corriente en salida con circuito auxiliar.....	49
Figura 25. Convertidor Flyback con capacitor de salida de 10uF.....	51
Figura 26. Potencia de entrada convertidor Flyback con capacitor de salida 10uF.	52
Figura 27. Voltaje de salida convertidor flyback con capacitor de salida de 10uF.	52
Figura 28. Voltaje de salida promedio del convertidor Flyback con capacitor de salida de 10uF.....	53
Figura 29. Potencia de salida convertidor Flyback con capacitor de salida de 10uF.	53
Figura 30. Eficiencia del convertidor Flyback con capacitor de salida de 10uF.....	54
Figura 31. Convertidor Flyback con capacitor de salida de 35uF.....	54
Figura 32. Potencia de entrada convertidor Flyback con capacitor de salida 35uF.	55
Figura 33. Voltaje de salida convertidor flyback con capacitor de salida de 35uF.	55
Figura 34. Voltaje de salida promedio del convertidor Flyback con capacitor de salida de 35uF.....	56

Figura 35. Potencia de salida convertidor Flyback con capacitor de salida de 35uF.	56
Figura 36. Eficiencia del convertidor Flyback con capacitor de salida de 35uF.....	57
Figura 37. Convertidor Flyback con Circuito Auxiliar.....	57
Figura 38. Potencia de entrada convertidor Flyback con circuito auxiliar.....	58
Figura 39. Voltaje de salida convertidor flyback con circuito auxiliar.....	58
Figura 40. Voltaje promedio del convertidor Flyback con circuito auxiliar	59
Figura 41. Corriente del convertidor Flyback con circuito auxiliar.	59
Figura 42. Corriente de salida promedio convertidor Flyback con circuito auxiliar.	60
Figura 43. Potencia de salida convertidor Flyback con circuito auxiliar:.....	60
Figura 44. Eficiencia del convertidor Flyback con circuito auxiliar.....	61
Figura 45. Diseño del convertidor Flyback propuesto en Altium Designer.	64
Figura 46. Diseño Gerber de convertidor Flyback propuesto.	65
Figura 47. Diseño 3D PCB de convertidor Flyback propuesto.	65
Figura 48. Diseño a bloques etapa de control Flyback.....	66
Figura 49. Diseño Gerber circuito de control convertidor Flyback.	66
Figura 50. Diseño 3D PCB circuito de control convertidor Flyback.	67
Figura 51. Certificado publicación artículo MDPI.....	72
Figura 52. Reconocimiento exposición en la X Jornada de Ciencia y Tecnología.	73

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Topologías utilizadas en fuentes de alimentación para lámparas LED. --	25
Tabla 2. Parámetros de diseño convertidor Flyback propuesto. -----	37
Tabla 3. Parámetros de diseño convertidor Flyback propuesto -----	38
Tabla 4. Estado de conmutación interruptores. -----	42
Tabla 5. Comparación entre modelo de carga resistiva para LED y modelo SVRM. -----	50
Tabla 6. Valores del convertidor Flyback. -----	63

LISTA DE ACRONIMOS

CCM. Modo de Conducción Continua
CFP. Corrección del Factor de Potencia
DCM. Modo de Conducción Discontinua
DSP. Procesadores de Señal Digital
FP. Factor de Potencia
IEA. International Energy Agency
LED. Diodo Emisor de Luz
PCB. Placas de Circuito Impreso
PPE. Procesamiento Parcial de Energía
PWM. Modulación de Ancho de Pulso
SVRM. Source Voltage Resistor Model

SIMBOLOGÍA

V_o	Voltaje del LED
i_o	Corriente del LED
R_s	Resistencia de pequeña señal del LED
E_g	Energía de banda prohibida
k	Constante de Boltzmann
n	Factor de idealidad
T_j	Temperatura de unión
q	Magnitud de carga electrónica
R_{LED}	Resistencia equivalente del LED
V_{th}	Voltaje umbral
V_{in}	Voltaje de entrada
ω	$2\pi f$
i_{L1}	Corriente en lado primario del transformador
i_{L2}	Corriente en lado secundario del transformador
i_{pk_p}	Corriente pico de inductor primario
i_{pk_s}	Corriente pico de inductor secundario
i_{av}	Corriente promedio
T_s	Periodo de conmutación
D	Ciclo de Trabajo
V_m	Voltaje de entrada máximo
f	Frecuencia de red

CAPÍTULO I

INTRODUCCIÓN

CAPÍTULO I. INTRODUCCIÓN.

En la actualidad, los sistemas de iluminación representan una proporción significativa del consumo energético total del mundo. De acuerdo a la IEA (International Energy Agency), se estima que entre el 15-19% de toda la electricidad disponible se utiliza en el sector de iluminación, debido a su alta demanda en sectores residenciales, comerciales e industriales, donde la iluminación artificial es indispensable en la mayoría de las actividades diarias. Debido a este elevado consumo se hace evidente el desarrollo de tecnologías que optimicen el uso y procesamiento de la energía que es dedicada a la iluminación para poder utilizar de manera más eficiente este recurso energético que se genera a través de distintas fuentes tanto renovables como no renovables.

1.1 Antecedentes

Las nuevas tecnologías que se han desarrollado por medio del uso de la energía eléctrica han revolucionado diversas áreas de la ciencia y la tecnología, como lo es la incorporación del LED (Light Emitting Diode) en diferentes aplicaciones. Esto se debe principalmente a que el LED presenta un bajo consumo, fiabilidad y un mayor tiempo de vida útil en comparación con otras tecnologías, lo que provoca que sea una opción sostenible, práctica y funcional para lograr un ahorro de energía en materia de iluminación

El constante crecimiento en la demanda de sistemas de iluminación más eficientes ha impulsado la búsqueda de soluciones que optimicen el uso de la energía. Los sistemas de iluminación de estado sólido (SSL), como los basados en LEDs, ya han demostrado ser una alternativa mucho más eficiente en comparación con tecnologías de iluminación tradicionales como las lámparas incandescentes y sus sucesoras[1,2]. Sin embargo, a medida que la tecnología LED sigue avanzando, también surge la necesidad de mejorar la eficiencia de los convertidores de potencia que alimentan estos sistemas, dado que su desempeño tiene un impacto directo en la eficiencia global del sistema.

Es indispensable el uso de convertidores de potencia en fuentes de alimentación de baja y media potencia debido a su simplicidad y bajo costo. En aplicaciones como la iluminación de estado sólido, los convertidores convencionales presentan problemas de eficiencia y calidad de energía que pueden influir negativamente en el rendimiento de los LED [3, 4]. Este estudio se justifica por la necesidad de mejorar los convertidores mediante el uso de puertos de rizo y procesamiento parcial de energía (PPE), la implementación de este tipo de convertidores proporciona una fuente de alimentación más estable que reduce el parpadeo, ayuda a mantener la precisión del color y disminuir la distorsión armónica en el sistema. [5].

Además, al mejorar la eficiencia de los sistemas de conversión de potencia, no solo se logra un ahorro energético, sino que también se reduce el impacto ambiental asociado al uso de fuentes no renovables de energía, apoyando así las iniciativas de sostenibilidad [6, 7].

La iluminación de estado sólido ha revolucionado la forma en que se utiliza la energía eléctrica en el sector de la iluminación. En comparación con las fuentes de luz tradicionales, los LEDs no solo consumen menos energía, sino que también tienen una vida útil significativamente más larga, lo que los convierte en una opción favorable tanto desde el punto de vista económico como ambiental [8, 9]. Sin embargo, el rendimiento de los LEDs puede verse afectado por el diseño y la calidad del convertidor de potencia que los alimenta, lo que enfatiza la necesidad de seguir investigando en este campo [10].

Los convertidores, a pesar de su popularidad, enfrentan desafíos en términos de eficiencia en condiciones de carga variable y fluctuaciones en la tensión de entrada. La introducción de innovaciones como el puerto de rizo permite mejorar la respuesta dinámica del convertidor y, al mismo tiempo, optimizar la conversión de energía [11-13]. La implementación del PPE también puede ofrecer ventajas significativas al permitir el manejo de la energía de manera más eficiente, especialmente en aplicaciones que requieren un control preciso de la corriente.

Es importante destacar que el desarrollo de convertidores más eficientes y adaptados a las necesidades de los sistemas de iluminación de estado sólido es esencial para maximizar el potencial de ahorro energético y reducir el impacto ambiental. Este trabajo busca contribuir a ese objetivo al explorar nuevas configuraciones de convertidores flyback que incorporen puertos de rizo y técnicas de procesamiento parcial de energía que pueda ser aplicado a sistemas de iluminación.

1.2 Planteamiento del Problema

La creciente demanda de SSL, para tecnología LED, ha impulsado la necesidad de fuentes de alimentación cada vez más eficientes y duraderas, capaces de igualar la larga vida útil de los dispositivos LED. Aunque los LEDs actuales pueden superar las 100,000 horas de vida útil, las fuentes de alimentación, particularmente las basadas en convertidores Flyback, presentan una vida útil mucho menor, entre 30,000 y 50,000 horas, debido en gran parte al desgaste de componentes como los capacitores electrolíticos de almacenamiento.

Esta disparidad en la vida útil se debe al diseño convencional de las fuentes de alimentación, en las que se emplean capacitores de alta capacitancia para equilibrar las fluctuaciones de potencia entre la entrada y la salida del circuito. Los capacitores electrolíticos, aunque eficientes en términos de densidad de potencia, presentan limitaciones significativas en cuanto a durabilidad, afectando así el

rendimiento y la confiabilidad general del sistema de iluminación LED a lo largo del tiempo.

Por otro lado, el uso de capacitores con dieléctricos alternativos, como los de polipropileno o película, aunque ofrece una mayor vida útil, presenta limitaciones en densidad de potencia y costos elevados, los cuales incrementan proporcionalmente con la capacitancia requerida. Estos desafíos subrayan la necesidad de diseñar y desarrollar fuentes de alimentación que no solo logren corregir el factor de potencia y reducir el rizo de voltaje y corriente, sino que además integren técnicas avanzadas de PPE para optimizar el almacenamiento y la entrega de energía en los intervalos de carga. En la siguiente Figura 1 se observa una gráfica comparativa entre los tiempos de vida útil de los capacitores y las lámparas LED.

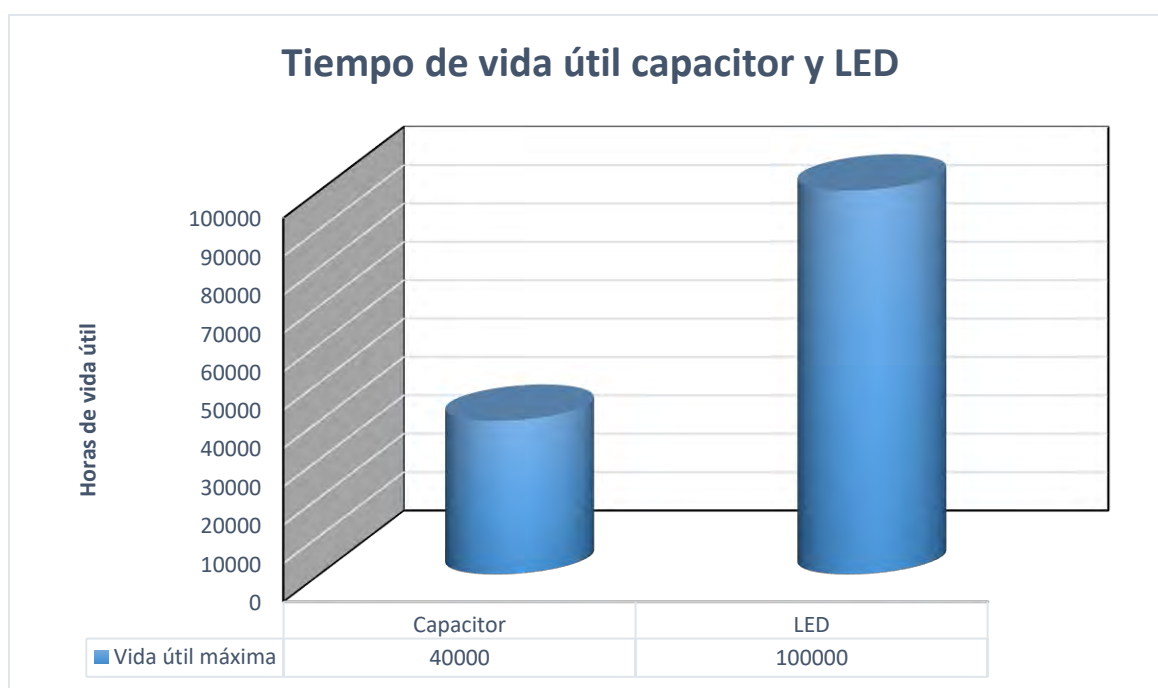


Figura 1. Comparación tiempo de vida útil entre capacitor y LED

En este contexto, el estudio de convertidores flyback con puerto de rizo y PPE se presenta como una alternativa viable para extender la vida útil de las fuentes de alimentación y mejorar la eficiencia en sistemas de iluminación LED. La implementación de PPE en estos convertidores puede reducir el procesamiento energético excesivo en los capacitores de salida, disminuyendo así la demanda de capacitancia máxima y permitiendo una operación más estable y duradera del sistema. Por lo tanto, este trabajo se centra en el diseño, análisis y optimización del convertidor Flyback para aplicaciones SSL, integrando técnicas de PPE con el fin de mejorar el rendimiento energético y la durabilidad de los sistemas de iluminación.

1.3 Propuesta de solución

Ante las limitaciones de durabilidad y eficiencia en fuentes de alimentación para sistemas de iluminación de estado sólido (SSL), esta tesis propone la implementación de un convertidor flyback con puerto de rizo y técnicas de procesamiento parcial de energía (PPE). Esta metodología busca reducir el desgaste de los componentes críticos, como los capacitores de almacenamiento, extendiendo así la vida útil y la eficiencia del sistema.

La aplicación de PPE permite una gestión energética más eficiente, limitando el procesamiento excesivo en los capacitores de salida. Esto reduce la capacitancia máxima necesaria, optimizando la selección de componentes y minimizando el impacto negativo de los capacitores electrolíticos en la vida útil del convertidor. Además, el diseño propuesto se orienta a la reducción del rizo de voltaje y corriente, y a la corrección del factor de potencia (FP) permitiendo así una operación estable y confiable en aplicaciones SSL.

Este trabajo se enfoca en el diseño, análisis y optimización de un convertidor flyback para SSL, se busca poder maximizar tanto la eficiencia energética como la longevidad del sistema. Se aborda el análisis del convertidor flyback, evaluando su eficiencia energética y estabilidad de salida. Se busca disminuir la brecha de durabilidad entre los dispositivos LED y sus fuentes de alimentación.



Figura 2. Diagrama a bloques propuesta de solución.

1.4 Objetivos

1.4.1 Objetivo General

Diseñar un convertidor de potencia AC-DC con un circuito auxiliar que incorpore corrección del factor de potencia y técnicas de procesamiento parcial de energía, orientado a mejorar la eficiencia en aplicaciones de iluminación de estado sólido.

1.4.2 Objetivos Específicos

1. Proponer y evaluar una técnica de corrección del factor de potencia aplicada a fuentes de alimentación para lámparas LED, que mejore la eficiencia energética del sistema.
2. Establecer el diseño de un convertidor AC-DC que integre un circuito auxiliar enfocado en el procesamiento parcial de energía, optimizando el rendimiento del sistema de iluminación.
3. Realizar simulaciones del circuito propuesto para verificar su desempeño en términos de los parámetros técnicos requeridos, asegurando el cumplimiento de los estándares de eficiencia y confiabilidad.
4. Diseñar las placas de circuito impreso (PCB) necesarios para la fabricación del convertidor, adaptándolo a las necesidades específicas de sistemas de iluminación de estado sólido.

1.5 Justificación

El aumento en la demanda global de eficiencia energética y sostenibilidad ha impulsado el desarrollo de tecnologías avanzadas en iluminación, siendo los SSL de tipo LEDs, una alternativa líder por su bajo consumo y larga vida útil. Sin embargo, la implementación de estos sistemas en gran escala enfrenta desafíos técnicos y económicos, particularmente en el diseño de fuentes de alimentación eficientes que maximicen la vida útil y el rendimiento de los LEDs. Dado que la fuente de alimentación suele ser el componente más vulnerable del sistema, lograr una fuente que iguale o supere la vida útil de los LEDs es esencial para el éxito de las aplicaciones SSL a futuro [14].

La tecnología de convertidores flyback se presenta como una opción viable para sistemas de potencia de baja y media capacidad, como los requeridos en aplicaciones de iluminación. No obstante, los convertidores flyback convencionales enfrentan limitaciones en eficiencia y manejo de energía que pueden acortar su vida útil y afectar la calidad de la iluminación. La incorporación de técnicas como la corrección del Factor de Potencia (PFC) y el PPE en estos convertidores permite reducir el estrés sobre los componentes, especialmente sobre los capacitores de almacenamiento, optimizando así el uso de la energía y prolongando la durabilidad del sistema [15, 16].

Este trabajo de investigación justifica su relevancia en la necesidad de desarrollar un convertidor de potencia AC-DC con características avanzadas de control de energía, que sea capaz de reducir las pérdidas y mejorar la estabilidad en aplicaciones de iluminación LED. La implementación de un convertidor flyback con puerto de rizo y PPE no solo tiene el potencial de mejorar la eficiencia

energética, sino también de contribuir a la reducción del impacto ambiental, al reducir la frecuencia de reemplazo y el consumo de materiales.

1.6 Alcances y limitaciones

1.6.1 Alcances

Esta tesis se centra en el diseño y análisis de un convertidor flyback con puerto de rizo y procesamiento parcial de energía (PPE) orientado a aplicaciones de iluminación de estado sólido (SSL). Los objetivos específicos incluyen desarrollar un convertidor con corrección del factor de potencia y capacidad de procesamiento energético, orientado a minimizar las pérdidas energéticas en los sistemas de iluminación LED, que representan una solución energética eficiente y duradera. Además, el proyecto incluye la simulación y prueba del prototipo propuesto, así como el diseño de las placas de circuito impreso (PCB) necesarias para su fabricación.

Se espera que los resultados ofrezcan mejoras en términos de eficiencia, estabilidad de voltaje y reducción de la demanda de capacitancia en el sistema de conversión de energía para LED. Esto permite una mayor durabilidad en comparación con los sistemas tradicionales.

1.6.2 Limitaciones

Las limitaciones de este proyecto incluyen el enfoque en un tipo específico de carga, es decir, lámparas LED de alta eficiencia y potencia, lo cual restringe la aplicabilidad directa de los resultados a otros tipos de cargas o aplicaciones. Además, aunque el diseño incluirá pruebas de simulación para verificar el rendimiento del circuito, no se realizarán pruebas experimentales en un entorno de producción a gran escala, lo que puede afectar la evaluación de su comportamiento en condiciones reales de operación.

La implementación del PPE y la PFC corrección del factor de potencia puede verse limitada por el costo y la disponibilidad de componentes específicos, lo cual puede influir en el diseño final y la aplicabilidad comercial del convertidor desarrollado. Además, el alcance de la optimización estará restringido a los parámetros establecidos en las simulaciones, lo que podría limitar la adaptabilidad del diseño a otras especificaciones que no sean las de los sistemas LED estudiados.

CAPÍTULO II

REVISION DE LOS CONVERTIDORES APLICADOS A FUENTES DE ILUMINACIÓN DE ESTADO SÓLIDO (SSL)

CAPÍTULO II. REVISION DE LOS CONVERTIDORES APLICADOS A FUENTES DE ILUMINACION DE ESTADO SÓLIDO

2.1 Convertidores con Puerto de Rizo y Procesamiento Parcial de Energía

Los convertidores de potencia son dispositivos electrónicos fundamentales que transforman un tipo de energía eléctrica a otro, generalmente variando entre diferentes niveles de voltaje o corriente para alimentar dispositivos electrónicos específicos. Entre los diversos tipos de convertidores, aquellos con puerto de rizo han surgido como una alternativa efectiva en aplicaciones que demandan alta eficiencia y regulación de calidad de energía, debido a que este tipo de puerto permite gestionar mejor las fluctuaciones de corriente y voltaje en las salidas del sistema [17]. El puerto de rizo es un concepto aplicado en los convertidores de potencia, especialmente en configuraciones como el convertidor flyback. Este puerto proporciona una ruta adicional para manejar las oscilaciones naturales que ocurren en el proceso de conversión de energía, asegurando que los elementos de salida del convertidor, como los capacitores y otros componentes sensibles, estén menos expuestos a variaciones bruscas. Este enfoque es particularmente relevante en SSL, ya que los LED son dispositivos muy sensibles a las variaciones de voltaje y corriente, y un puerto de rizo ayuda a mantener la estabilidad de la alimentación eléctrica entregada a estos dispositivos[18, 19].

El puerto de rizo en un convertidor de potencia combinado con otras técnicas en el diseño como lo son la corrección del factor de potencia (CFP), la Reducción del Estrés Térmico, Filtros EMI, diseño del control digital, y componentes de alta fiabilidad, permiten minimizar la energía almacenada en capacitores de gran tamaño al optimizar el flujo de energía en el sistema, esto es especialmente importante en los convertidores flyback utilizados en aplicaciones LED. La funcionalidad de convertidores con puerto de rizo, combinada con PPE, es cada vez más valorada en aplicaciones de iluminación avanzada, donde se requiere una regulación precisa del flujo energético para optimizar tanto el consumo como la calidad de luz generada por los LED [21, 22].

2.1.1 Técnica del Procesamiento Parcial de Energía (PPE)

El Procesamiento Parcial de Energía es una técnica de conversión de potencia que se centra en procesar solo una fracción de la energía total en un sistema, lo cual puede resultar en una mayor eficiencia global y menores pérdidas energéticas en comparación con los sistemas que procesan la energía completa[23]. Esta técnica es especialmente valiosa en aplicaciones donde se requiere un control preciso de la energía sin el costo de procesamiento completo, como en SSL con convertidores flyback, donde las pérdidas en el procesamiento completo de energía pueden disminuir la eficiencia y vida útil de los componentes [23, 24].

En un convertidor con puerto de rizo, el PPE se implementa mediante circuitos auxiliares o controladores adicionales que limitan el flujo de energía al mínimo necesario, ajustando la potencia suministrada en función de la demanda de la carga. Este enfoque permite que los capacitores de salida y otros componentes de almacenamiento gestionen la energía de manera más eficiente, dado que los picos de corriente y voltaje están más controlados. Esto no solo contribuye a reducir el tamaño y costo de estos componentes, sino que también incrementa la confiabilidad y la duración del sistema al minimizar la tensión sobre ellos [25-27].

En aplicaciones de iluminación LED, donde la estabilidad y calidad del flujo de luz son fundamentales, el PPE ayuda a mantener el rendimiento de los LEDs sin sobrecargar los componentes de alimentación, mejorando así el consumo energético del sistema y mitigando el estrés térmico en el LED. Además, el PPE facilita la corrección del factor de potencia (FP) en los convertidores flyback, lo cual es crucial en aplicaciones conectadas a la red eléctrica, ya que un alto factor de potencia asegura que la energía generada se utiliza eficientemente y se minimizan las pérdidas de energía en la distribución [28, 29].

2.2 Convertidores con Puerto de Rizo y Procesamiento Parcial de Energía (PPE)

Los convertidores con puerto de rizo y PPE representan una solución eficiente y rentable para aplicaciones de iluminación LED, ya que integran técnicas avanzadas de control del rizo de voltaje y corriente con el fin de prolongar la vida útil de los componentes y optimizar el rendimiento del sistema. En esta sección se analizará el funcionamiento específico de esta configuración en el contexto de los convertidores flyback, resaltando las ventajas que aporta el puerto de rizo y el PPE en la tecnología SSL [30, 31].

2.2.1 Estructura de operación en los Convertidores Flyback con Puerto de Rizo

El convertidor flyback es ampliamente utilizado en aplicaciones de bajo y medio consumo debido a su capacidad para proporcionar aislamiento galvánico entre la entrada y la salida y su simplicidad de diseño. Incorporar un puerto de rizo en el diseño de un convertidor flyback permite un mejor control del rizo en la salida, lo cual es crucial para mantener un suministro constante y estable en aplicaciones de iluminación LED. El puerto de rizo actúa como un "filtro dinámico" que permite reducir la necesidad de grandes capacitores de almacenamiento, los cuales son propensos a fallas y pueden reducir la durabilidad del sistema rizo en el flyback permiten el almacenamiento y la liberación de energía en momentos críticos del ciclo de conversión, facilitando un control más preciso del voltaje y la corriente de salida. Este enfoque es especialmente relevante para aplicaciones SSL, donde es crucial evitar fluctuaciones de corriente para proteger los LED y asegurar una iluminación estable y duradera [32, 33].

2.2.2 Integración del Procesamiento Parcial de Energía en los convertidores

La integración del PPE en los convertidores con puerto de rizo permite que solo una fracción de la energía total sea procesada directamente en el convertidor, lo cual reduce la demanda energética y el desgaste en los componentes. Esto es particularmente útil en la regulación del rizo, ya que el PPE permite el procesamiento eficiente de las variaciones en el voltaje y corriente sin necesidad de aumentar el tamaño y el costo de los componentes críticos del sistema [34,35].

El procesamiento parcial de energía (PPE) también aporta beneficios significativos en términos de modularidad y flexibilidad del diseño del convertidor. Al distribuir el manejo de la energía entre diferentes etapas, se facilita la implementación de arquitecturas más compactas y adaptables, lo que permite optimizar el rendimiento bajo distintas condiciones de operación.

2.3 Impacto del Procesamiento Parcial de Energía en Sistemas de Potencia

El PPE en sistemas de potencia ofrece una serie de ventajas importantes, particularmente en términos de optimización del diseño, reducción de tamaño y mejora de la vida útil de los componentes críticos del convertidor. Estas ventajas se derivan del hecho de que el PPE permite que solo una fracción de la energía total pase por los componentes de procesamiento intensivo, lo que reduce la demanda de carga en estos elementos [36].

Al limitar la cantidad de energía que fluye a través de ciertos componentes, el PPE disminuye el estrés eléctrico y térmico que se impone sobre ellos, especialmente en elementos de almacenamiento de energía como capacitores y transformadores. Esto tiene un impacto positivo en la vida útil de estos componentes, ya que el desgaste que sufren se reduce al manejar menos energía en cada ciclo de operación. En sistemas convencionales sin PPE, es necesario utilizar capacitores y otros elementos de mayor tamaño para soportar las demandas energéticas del sistema completo. Sin embargo, con el PPE, se pueden emplear componentes de menor tamaño y especificación, ya que el procesamiento energético directo es parcial. Esto permite el diseño de circuitos más compactos, lo cual es particularmente beneficioso en sistemas de iluminación de estado sólido (SSL) y otros dispositivos electrónicos portátiles [37, 38].

2.3.1 PPE en Convertidores para aplicaciones de iluminación LED

Los convertidores que incorporan PPE han demostrado ser una solución altamente efectiva para aplicaciones de iluminación LED, dado que proporcionan una conversión de energía eficiente, compacta y confiable. La estructura inherente de los convertidores aislados permite que el PPE se implemente de manera relativamente sencilla, ofreciendo ventajas claras para el control de rizo de corriente y voltaje, lo cual es esencial en sistemas de iluminación LED para mantener la calidad y estabilidad de la luz emitida [39].

Existen diversas configuraciones de PPE en convertidores, de las cuales algunas incorporan puertos auxiliares o capacitores adicionales diseñados para manejar solo una fracción de la energía procesada por el convertidor principal. Esta técnica permite el desacoplamiento parcial de la carga, lo cual reduce la demanda sobre los componentes de almacenamiento de energía, específicamente capacitores de salida y transformadores, facilitando un funcionamiento más estable y una mayor vida útil del sistema. En aplicaciones SSL, los convertidores presentan una mejora en el rendimiento del sistema al reducir el rizo de voltaje y corriente, lo que es crucial para la durabilidad de los LED. Los LED son particularmente sensibles a las variaciones de corriente, y una fuente de alimentación con PPE garantiza que la corriente suministrada sea estable, evitando daños en los diodos y mejorando la calidad de la luz emitida [40-42].

La implementación de PPE en el diseño del convertidor también contribuye a la mejora de la eficiencia energética general del sistema. Esto es importante en iluminación LED, donde la eficiencia se traduce en menos calor generado y menos demanda energética de la red eléctrica, lo cual es especialmente relevante para aplicaciones de iluminación a gran escala. Además, los convertidores con PPE proporcionan una mayor flexibilidad en el diseño, lo que permite ajustar los parámetros de salida de manera precisa para distintas aplicaciones de iluminación. Esto es especialmente ventajoso para adaptarse a las necesidades de diferentes tipos de LED y condiciones de funcionamiento, maximizando la eficiencia del sistema y proporcionando soluciones a medida para distintas aplicaciones [43].

2.4 Técnicas de Corrección del Factor de Potencia (CFP) en Convertidores AC-DC

La Corrección del Factor de Potencia (CFP) es una técnica fundamental en los sistemas de potencia, especialmente relevante en aplicaciones de iluminación LED. El factor de potencia se define como la relación entre la potencia real (o activa) que realiza un trabajo útil y la potencia aparente, que es la suma de la potencia activa y reactiva. En sistemas ideales, el factor de potencia sería 1, lo que indica que toda la potencia suministrada se utiliza eficazmente para realizar un trabajo útil.

Sin embargo, en aplicaciones prácticas, los sistemas de iluminación LED presentan un factor de potencia menor debido a la naturaleza de sus convertidores, que son fuentes no lineales[44-46].

Existen múltiples técnicas y métodos para implementar CFP en convertidores AC-DC, los cuales son esenciales para alimentar sistemas de iluminación LED. A continuación, se presentan las técnicas más comunes en este contexto:

- **Topologías de Convertidores Conmutados con CFP Integrada:** El uso de convertidores conmutados, como los convertidores boost, es una técnica ampliamente adoptada para mejorar el factor de potencia. En esta topología, un circuito de control adicional asegura que la corriente de entrada siga la forma de la tensión de entrada, lo que mejora el factor de potencia y reduce el contenido armónico [46, 47].
- **Convertidores en Modo de Conducción Continua (CCM) y Modo de Conducción Discontinua (DCM):** Los convertidores en modo de conducción continua y discontinua también permiten mejorar el factor de potencia mediante el control del flujo de corriente en el convertidor. En el modo DCM, la corriente en el inductor cae a cero en cada ciclo de conmutación, lo cual minimiza las pérdidas y contribuye a un factor de potencia más cercano a la unidad en ciertas condiciones [48, 49].
- **Filtros Activos y Pasivos:** Otra técnica utilizada es la inclusión de filtros activos y pasivos en el diseño del convertidor. Los filtros activos, como los filtros de compensación de corriente, logran una corrección dinámica del factor de potencia, mientras que los filtros pasivos, que incluyen capacitores y reactores, ayudan a suavizar la corriente y reducir el rizo armónico [50, 51].
- **Control Digital en CFP:** El uso de controladores digitales permite implementar algoritmos avanzados para la corrección del factor de potencia, adaptándose dinámicamente a cambios en la carga y en la red de suministro eléctrico. Esto optimiza la eficiencia en tiempo real y mantiene un factor de potencia estable, incluso bajo condiciones de carga variable. Los controladores digitales son especialmente beneficiosos en aplicaciones LED que requieren flexibilidad y precisión [52, 53].

2.5 Tecnologías de Capacitores y su impacto en la vida útil de los convertidores aplicados en SSL

Los capacitores electrolíticos, ampliamente utilizados en aplicaciones de potencia, desempeñan un papel fundamental en la estabilización de voltaje y filtrado de rizado en los convertidores. Sin embargo, uno de sus principales inconvenientes es su ciclo de vida relativamente corto en comparación con otras tecnologías de capacitores. Estos capacitores suelen estar limitados por factores como temperatura de operación, voltaje de trabajo y condiciones de rizado de corriente, los cuales aceleran el envejecimiento de sus materiales internos y degradan su capacidad de almacenamiento a lo largo del tiempo [54].

En cuestión de durabilidad, los capacitores electrolíticos son particularmente sensibles a las temperaturas elevadas. Este fenómeno afecta significativamente a los sistemas LED de alta potencia, en los que el ambiente térmico es crítico debido al funcionamiento prolongado en Sistemas de Potencia: En aplicaciones de iluminación LED, el rizo de corriente tiende a ser alto debido a la naturaleza pulsante de las fuentes de alimentación. Los capacitores electrolíticos, que no son ideales para manejar estos niveles de rizo, tienden a calentarse, lo que contribuye a su envejecimiento. Por ello, su desempeño se ve limitado en aplicaciones de estado sólido, en donde se requiere una mayor confiabilidad y vida útil [55, 56].

2.5.1 Alternativas de Capacitores para extender la vida útil en aplicaciones LED

Dada la limitación de los capacitores electrolíticos en sistemas de iluminación LED, se han explorado otras tecnologías de capacitancia que ofrecen mayor durabilidad y mejor respuesta a condiciones adversas. Entre las alternativas más prometedoras están los capacitores de película y los capacitores cerámicos.

- Capacitores de Película: Son conocidos por su estabilidad y durabilidad en entornos de alta frecuencia y temperaturas elevadas. Al no contar con un electrolito, estos capacitores son menos susceptibles al deterioro térmico, lo cual extiende considerablemente su vida útil. Además, los capacitores de película presentan una alta tolerancia a las variaciones de voltaje y corriente, lo que los hace ideales para aplicaciones en las que se requieren largos ciclos de vida, como la iluminación LED [57, 58].
- Capacitores Cerámicos: Son un tipo de capacitores que ofrece alta capacitancia en un tamaño compacto y también es resistente a temperaturas elevadas. Los capacitores cerámicos se encuentran comúnmente en configuraciones de pequeña y mediana capacidad, lo cual los hace ideales para aplicaciones en las que el espacio es limitado y se requiere una alta densidad de capacitancia. Aunque su costo es mayor en comparación con los electrolíticos, su baja resistencia equivalente en serie ayuda a reducir el rizo de voltaje [59, 60].

2.5.2 Evaluación de la demanda de Capacitancia en Sistemas SSL

Los requerimientos de capacitancia en SSL son específicos y deben ser cuidadosamente evaluados para asegurar un rendimiento óptimo del convertidor. La selección del tipo y valor de los capacitores impacta directamente en la eficiencia del sistema y en su capacidad para manejar fluctuaciones de corriente y voltaje [60].

De acuerdo a los requerimientos de capacitancia; La capacidad total necesaria en un sistema SSL varía en función de la potencia de los LED y la topología del convertidor. En aplicaciones de alta potencia, donde la corriente de salida es alta, se requiere un mayor valor de capacitancia para reducir el rizo y

estabilizar el voltaje. La correcta selección de los capacitores es esencial para minimizar el impacto del rizo, asegurando que el sistema LED mantenga una salida de luz constante y de alta calidad. La eficiencia del convertidor puede verse afectada por la calidad de los capacitores. Los capacitores de baja ESR y alta capacidad son ideales para contribuir a minimizar las pérdidas asociadas al rizo de voltaje. Sin embargo, el uso de capacitores de mayor capacidad puede incrementar el tamaño y costo del sistema. En la práctica, el desafío es encontrar un equilibrio entre el rendimiento y los costos, seleccionando capacitores que cumplan con los requerimientos de diseño sin comprometer la eficiencia del sistema LED [61, 62].

2.6 Eficiencia Energética en Convertidores de Iluminación

La eficiencia energética es un factor crucial en el diseño de convertidores para SSL, dado que el objetivo principal es minimizar las pérdidas de energía mientras se maximiza la luz emitida por cada watt consumido. Los avances en topologías de convertidores han permitido mejorar el rendimiento en aplicaciones LED, enfocándose en reducir el consumo energético y optimizar la conversión. Las técnicas avanzadas de control, tales como el control digital adaptativo y las estrategias de modulación de ancho de pulso (PWM) de alta frecuencia, están siendo cada vez más adoptadas para mejorar la respuesta dinámica de los convertidores sin sacrificar la eficiencia [63].

Además, la incorporación de procesadores de señal digital (DSP) y microcontroladores especializados permite ajustar la operación del convertidor en tiempo real, adaptándose a variaciones en la carga y en el suministro de energía. Estos avances tecnológicos han impulsado el desarrollo de convertidores altamente eficientes, logrando eficiencias de conversión superiores al 90% en muchos casos, lo cual es fundamental para minimizar el impacto térmico en los sistemas LED y prolongar su vida útil [63, 64].

En la siguiente tabla se muestra la comparativa entre las características de operación de distintos convertidores utilizados en las fuentes de alimentación para lámparas LED.

Tabla 1. Topologías utilizadas en fuentes de alimentación para lámparas LED.

Convertidor utilizado	Tipo de capacitor	Potencia	Factor de potencia	Eficiencia promedio	Referencia
Buck-Boost	Poliéster metalizado	20W	90%	78%	[35]
Flyback	Película y cerámicos	34W	96%	90%	[44]

Sepic con Valley Fill	Poliéster metalizado y polipropileno	50W	97%	93%	[38]
Flyback-Buck	Poliéster metalizado	15W	94%	86%	[48]
Boost-Flyback	Electrolítico y cerámico	60W	93%	89%	[32]
Flyback	Polipropileno	10W	96%	93%	[27]
Boost	Poliéster metalizado	20W	82%	90%	[32]

En el contexto de mejora, los convertidores para iluminación SSL están evolucionando para cumplir con regulaciones más estrictas y expectativas de diseños optimizados. La selección de materiales y componentes de larga vida, como los capacitores de película y cerámicos, contribuye a reducir los residuos electrónicos y mejorar la durabilidad del sistema. Además, las tecnologías de PPE ofrecen una ventaja al disminuir la cantidad de energía que se debe manejar completamente en la etapa principal del convertidor, esta etapa se refiere al conjunto de componentes que intervienen en el proceso de transformar la energía de entrada de la red eléctrica, los componentes clave de esta etapa son el transformador, el transistor de conmutación primario, diodo rectificador y el capacitor de acoplamiento, se busca seguir mejorando estos diseños con el fin de aprovechar de manera más eficiente la energía.

CAPÍTULO III

ANÁLISIS Y DISEÑO DEL CONVERTIDOR FLYBACK CON PUERTO DE RIZO Y PROCESAMIENTO PARCIAL DE ENERGIA

CAPÍTULO III Diseño del Convertidor Flyback con Puerto de Rizo y Procesamiento Parcial de Energía

3.1 Introducción al Diseño del Convertidor Flyback

El convertidor flyback se ha posicionado como una de las topologías más utilizadas en aplicaciones de baja y media potencia, especialmente en sistemas donde se requiere aislamiento eléctrico entre la entrada y la salida, así como un diseño compacto. Su capacidad para operar en configuraciones de AC-DC y DC-DC, junto con su simplicidad de diseño y facilidad para manejar múltiples salidas, lo hace especialmente adecuado para aplicaciones de iluminación LED en SSL. El propósito de esta sección es contextualizar los conceptos fundamentales del convertidor flyback y las adaptaciones necesarias para optimizar su eficiencia y confiabilidad al integrarse con un puerto de rizo y PPE.

3.2 Caracterización de la curva del LED

Para que la corriente comience a circular por un LED, es necesario que se supere la tensión umbral (V_{th}); entonces la corriente aumentará según la pendiente dada por la resistencia característica (R_{LED}). En la siguiente Fig. 2, se observa la caracterización de una carga LED, se muestra el comportamiento obtenido a partir de datos experimentales. En esta gráfica podemos observar que los LED presentan un comportamiento lineal después de sobrepasar la tensión umbral requerida.

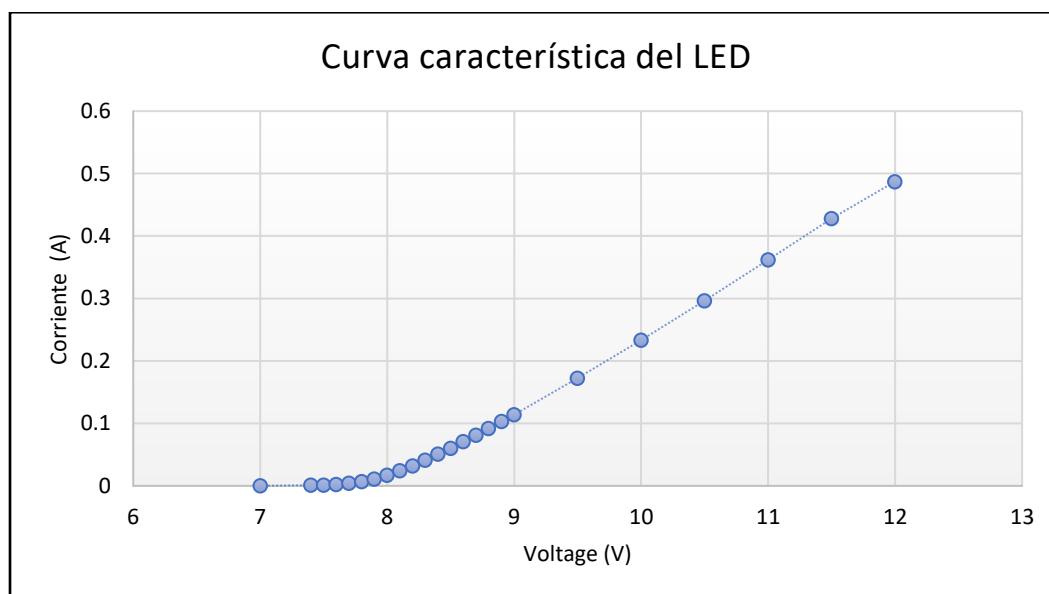


Figura 3. Curva característica del LED.

El modelado del comportamiento del voltaje en el LED viene dado por la ecuación derivada de la ecuación de Shockley para un diodo, como se muestra en Anexo A, de la ecuación obtenida:

$$v_o = i_o R_s + \frac{E_g}{q} + \frac{nkT_j}{q} \ln\left(\frac{i_o}{C}\right) \quad (1)$$

Donde v_o es el voltaje del LED, i_o es la corriente del LED, R_s es la resistencia de pequeña señal del LED, E_g es la energía de banda prohibida, k es la constante de Boltzmann, n es el factor de idealidad, T_j es la temperatura de unión, q es la magnitud de la carga electrónica y C es un parámetro del dispositivo. A partir de esta ecuación del diodo, se sabe que la relación entre v_o y i_o es no lineal.

3.3 Análisis del modelo equivalente SVRM para la carga del LED

En esta sección, se describe el análisis de funcionamiento de una fuente de alimentación LED al considerar un modelo equivalente del LED, debido a que en la mayoría de trabajos reportados, la carga de salida es considerada puramente resistiva lo que lleva a no considerar características que se asemejen más al comportamiento real de una carga LED. En la siguiente Figura 4 se observa el circuito del modelo SVRM (Source Voltage Resistor Model) reportado para el modelado de la carga LED en [65, 66].

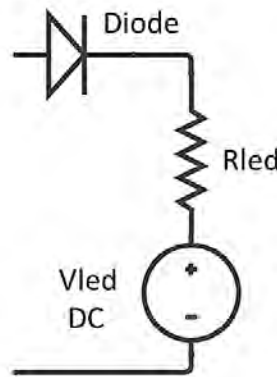


Figura 4. Modelo SVRM para carga LED.

Al observar la gráfica del comportamiento del LED de la Figura 3, se puede determinar tomando en cuenta la curva característica V-I del LED la siguiente ecuación donde la ecuación de Shockley se simplifica significativamente ya que solo se tiene en cuenta la pendiente del comportamiento del LED más una constante. El

comportamiento no lineal es agregado por el diodo ideal que no permite que la corriente fluya en la dirección opuesta. El umbral de voltaje en el modelo no funciona como fuente de potencia y la corriente solo fluye cuando se excede este voltaje y queda expresado por:

$$v_o = i_o R_{LED} + V_{th} \quad (2)$$

El circuito propuesto parte del análisis de un convertidor Flyback convencional, tal como se muestra en la Figura 5. Este convertidor está diseñado para operar en MCD el cual tiene un factor de potencia casi unitario y en el análisis se consideraron algunos elementos ideales como el MOSFET y el transformador, sin inductancia de dispersión.

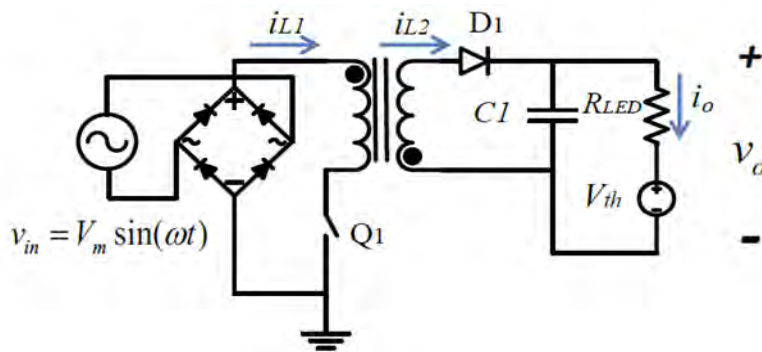


Figura 5. Topología del convertidor Flyback con modelo de carga SVRM.

Teniendo en cuenta que la frecuencia de conmutación es mucho más alta que la frecuencia de línea (f_L), la entrada de voltaje se puede tomar como una constante dentro de un período de conmutación. La forma de onda de la corriente instantánea en el lado primario del transformador (i_{L1}) se muestra en la Fig. 6 durante medio periodo del voltaje de línea.

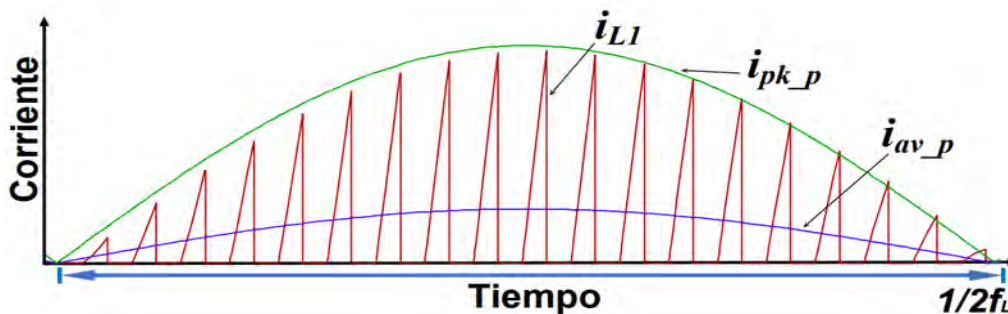


Figura 6. Formas de onda devanado primario del convertidor.

En la figura anterior se observa que la corriente pico (i_{pk_p}) de i_{L1} es una envolvente sinusoidal que puede ser calculada a partir de la ecuación de voltaje de un inductor, como se muestra en la ecuación (3). Al integrar la corriente instantánea i_{L1} respecto al periodo de conmutación (T_s), la corriente promedio del primario para cada ciclo de conmutación (i_{av_p}) se obtiene en (4).

$$i_{pk_p} = \frac{V_m D T_s}{L_1} |\sin(\omega t)| \quad (3)$$

La corriente promedio puede ser calculada a partir de:

$$i_{av_p} = \frac{V_m D^2 T_s}{2L_1} |\sin(\omega t)| \quad (4)$$

Donde V_m es el voltaje de entrada máximo, D es el ciclo de trabajo del interruptor, T_s es el período de conmutación y L_1 es la inductancia primaria del transformador.

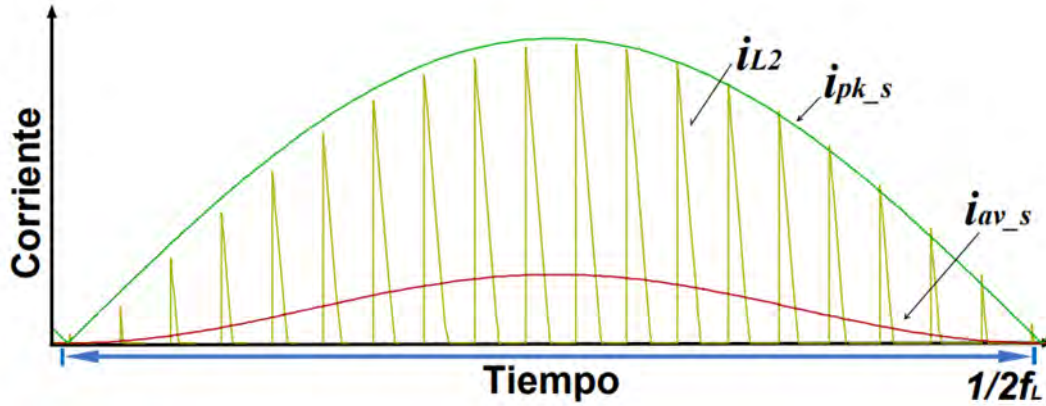


Figura 7. Formas de onda devanado secundario del convertidor.

Las formas de onda de corriente instantánea, envolvente y promedio para el lado secundario del convertidor flyback se muestran en la Fig.7. Aquí, i_{L2} es la corriente en el secundario, i_{pk_s} es el valor pico de i_{L2} ; e i_{av_s} es la corriente promedio del secundario por cada ciclo de conmutación. El valor pico de la corriente secundaria queda definido por (5), donde n es la relación de vueltas de los devanados primario y secundario del transformador:

$$i_{pk_s} = \frac{n V_m D T_s}{L_1} |\sin(\omega t)| \quad (5)$$

A diferencia del ciclo de trabajo (D) que es constante, el ciclo de trabajo de la descarga ($Disc$) es variable. Cuando el voltaje de entrada es el máximo (V_m), hay un tiempo de descarga más largo que cuando ocurren los cruces por cero del voltaje

de línea porque se almacena menos energía en el transformador del flyback. Para conocer Disc se utiliza la ecuación de voltaje en el inductor secundario (v_o), en función de la corriente pico en el secundario (i_{pk_s}), donde V_o es el voltaje de salida:

$$i_{av_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L_2}(t) dt = \frac{1}{T_s} \left[\frac{i_{pk_s} D_{isc} T_s}{2} \right] = \frac{V_m^2 D_{isc} T_s}{2L_1 V_o} \sin^2(\omega t) \quad (6)$$

De acuerdo a la ecuación (6) se observa que la corriente entregada por el devanado secundario del convertidor flyback se comporta como una corriente de forma sinusoidal elevada al cuadrado. Por lo tanto, es posible reemplazar el transformador, el interruptor, la fuente de voltaje y el puente rectificador por una fuente de corriente equivalente como se muestra a continuación en la Figura 8:

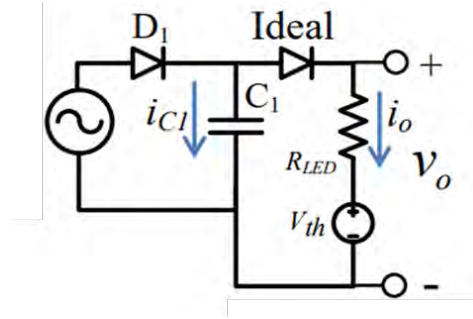


Figura 8. Circuito equivalente devanado secundario.

De la Fig. 8 podemos desarrollar la siguiente ecuación (7) para la corriente:

$$i(t) = \frac{V_m^2 D^2 T_s}{2V_o L_1} \sin^2(\omega t) \quad (7)$$

A su vez, la corriente promedio del devanado secundario se puede expresar como:

$$i_{av_s} = \frac{V_m^2 D^2 T_s}{2V_o L_1} \left[\frac{1}{2} (1 + \sin(2\omega t - 90^\circ)) \right] = \bar{I} [1 + \sin(2\omega t - 90^\circ)] \quad (8)$$

Donde $\bar{I}$ representa:

$$\bar{I} = \frac{V_m^2 D^2 T_s}{4V_o L_1} \quad (9)$$

De la ecuación (8) se analiza que la fuente de corriente se puede dividir en dos partes: una corriente sinusoidal con un desplazamiento de fase de 90° y una componente de corriente continua. La parte sinusoidal será la causante de la ondulación de baja frecuencia en la salida del convertidor; mientras que la

componente de CD corresponderá a la corriente de salida promedio del convertidor, como se muestra a continuación en la ecuación (10):

$$i_{av_s} = I_{av_sdc} + i_{av_sac} = \bar{I} + \bar{I} \sin(2\omega t - 90^\circ) \quad (10)$$

Partiendo del análisis por superposición para cada componente es posible siempre que el voltaje en el lado secundario del transformador sea mayor que el modelo de voltaje del LED (V_{th}) y el diodo no tenga polarización inversa, para satisfacer los criterios de linealidad. Por lo tanto, el circuito equivalente de la Fig. 7 se puede representar como la superposición de los siguientes circuitos equivalentes como se muestra en la siguiente Fig. 9

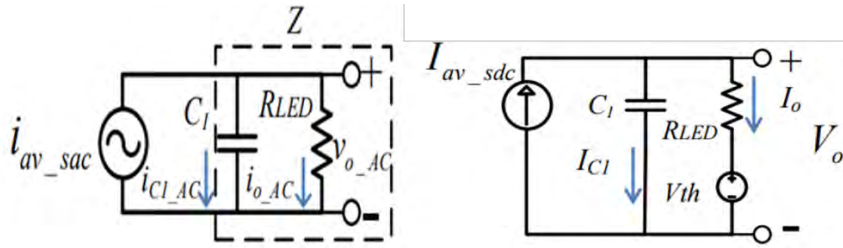


Figura 9. Circuitos equivalentes salida del convertidor Flyback.

Tomando como referencia la figura 9, para el circuito DC, el capacitor se puede considerar como un circuito abierto, ya que el caso de estudio es en estado estable, por lo que $I_{C1} = 0$ y la tensión de salida (V_o) y la corriente de salida (I_o) se definirán por (11) y (12) respectivamente.

$$V_o = \bar{I} R_{LED} + V_{th} \quad \dots \quad (11)$$

$$I_o = \bar{I} \quad (12)$$

El estado estable del circuito de CA se puede analizar en forma fasorial, donde la impedancia equivalente (Z) vendrá dada por la siguiente ecuación (13).

$$Z = \frac{X_c R_{LED}}{X_c + R_{LED}} = \frac{R_{LED}}{\sqrt{1 + (\omega C R_{LED})^2}} \angle \tan^{-1}(-\omega C R_{LED}) \quad (13)$$

Transformando la corriente de entrada en un fasor y utilizando la impedancia equivalente; el fasor de voltaje y el fasor de corriente de salida se pueden calcular mediante (14) y (15) respectivamente.

$$v_{o_AC} = \frac{\bar{I} R_{LED}}{\sqrt{1 + (\omega C R_{LED})^2}} \angle (\tan^{-1}(-\omega C R_{LED}) - 90^\circ) \quad (14)$$

$$i_{o_AC} = \frac{\bar{I}}{\sqrt{1 + (\omega CR_{LED})^2}} \angle(\tan^{-1}(-\omega CR_{LED}) - 90^\circ) \quad (15)$$

A partir de (11) y (14) se obtiene el voltaje de salida instantáneo en estado estacionario (v_o) y se a continuación en (16), a partir de (12) y (15) se obtiene la corriente de salida instantánea en estado estacionario (i_o), que se muestra en (17).

$$\begin{aligned} v_o &= V_o + v_{o_AC} = V_o + V_{ac} \sin(2\omega t + \phi) \\ V_o &= (V_{th} + \bar{I}R_{LED}) \\ v_{o_AC} &= \bar{I} \frac{R_{LED}}{\sqrt{1 + (\omega CR_{LED})^2}} \sin(2\omega t + (\tan^{-1}(-\omega CR_{LED}) - 90^\circ)) \\ \phi &= \tan^{-1}(-\omega CR_{LED}) - 90^\circ \\ i_o &= I_o + i_{o_AC} = I_o + I_{ac} \sin(2\omega t + \phi) \\ I_o &= \bar{I} = \frac{V_m^2 D^2 T_s}{4V_o L_1} \\ i_{o_AC} &= \frac{\bar{I}}{\sqrt{1 + (\omega CR_{LED})^2}} \sin(2\omega t + (\tan^{-1}(-\omega CR_{LED}) - 90^\circ)) \\ \phi &= \tan^{-1}(-\omega CR_{LED}) - 90^\circ \end{aligned} \quad (16) \quad (17)$$

De acuerdo con (16) y (17), se puede concluir que el convertidor tiene en la salida dos componentes: una componente de corriente continua y una componente variable; estos se aplican tanto a la corriente de salida como al voltaje de salida.

Con las consideraciones anteriores, al hacer un cálculo de potencia en (20), la tensión y la corriente nominal se pueden obtener como se muestra en (18) y (19), respectivamente. Se puede observar que son más complejas estas ecuaciones que las correspondientes a una carga resistiva.

$$I_o = \frac{V_o - V_{th}}{R_{LED}} \quad (18)$$

$$V_o = \frac{V_{th} + \sqrt{V_{th}^2 + 4P_o R_{LED} - 2R_{LED}^2 I_{ac}^2}}{2} \quad (19)$$

$$P_o = I_o^2 R_{LED} + I_o V_{th} + \frac{R_{LED} I_{ac}^2}{2}$$

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_{LED}} - \frac{V_o V_{th}}{R_{LED}} + \frac{R_{LED} I_{ac}^2}{2} \quad (20)$$

Donde P_o es la potencia promedio del LED e I_{ac} es la amplitud del componente de AC en la corriente de salida i_{o_ac} . Se puede observar en la ecuación (21) que la potencia de salida del LED se ve afectada por la amplitud de la corriente de ondulación. Entonces, cuanto mayor sea la corriente de ondulación, mayor será la potencia del LED. De acuerdo a la ecuación anterior, lo mismo ocurrirá con la tensión de salida promedio (V_o).

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_{LED}} - \frac{V_o V_{th}}{R_{LED}} + \frac{R_{LED} I_{ac}^2}{2} \quad (21)$$

Al analizar un ciclo completo de las formas de onda podemos observar en la Figura 10 que tanto para el voltaje de entrada, corriente de entrada y la potencia que se estará presentando en los tiempos de operación, se puede determinar que durante medio ciclo del intervalo completo de operación, existirá energía sobrante respecto a la energía total de salida promedio requerida, por lo que esta energía tendrá que ser almacenada, a su vez durante ciertos periodos de tiempo la energía de salida será menor a la requerida, por lo que se tiene que suministrar este faltante de energía.

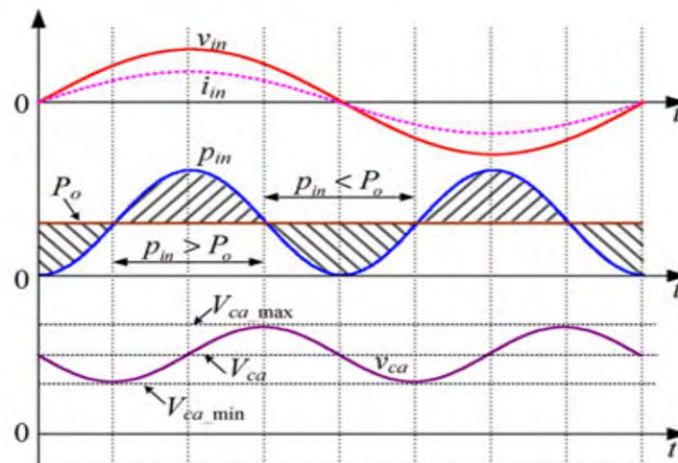


Figura 10. Formas de onda operación del convertidor.

Con base en lo anterior, se establece un diseño auxiliar para el convertidor, que permite operar de acuerdo al método de operación analizado con anterioridad en este capítulo, el diseño del convertidor se plantea en Fig. 11 donde se observa el reacomodo de una topología flyback convencional, agregando un circuito auxiliar conformado por un inductor y un capacitor, la principal aportación de este circuito es la adición de un puerto de rizo en paralelo con la salida, que trabajara a una frecuencia de 120 Hz para rellenar los huecos provocados por los cruces por cero del voltaje de línea. Además, para evitar los sobretiros de corriente, causados por la descarga del capacitor, se agregó un inductor en serie con la carga. Este puerto de rizo auxiliar permite mejorar y compensar el voltaje de salida, de modo que tenga un menor rizo, además de que el uso de los capacitores ayuda a reducir la energía almacenada.

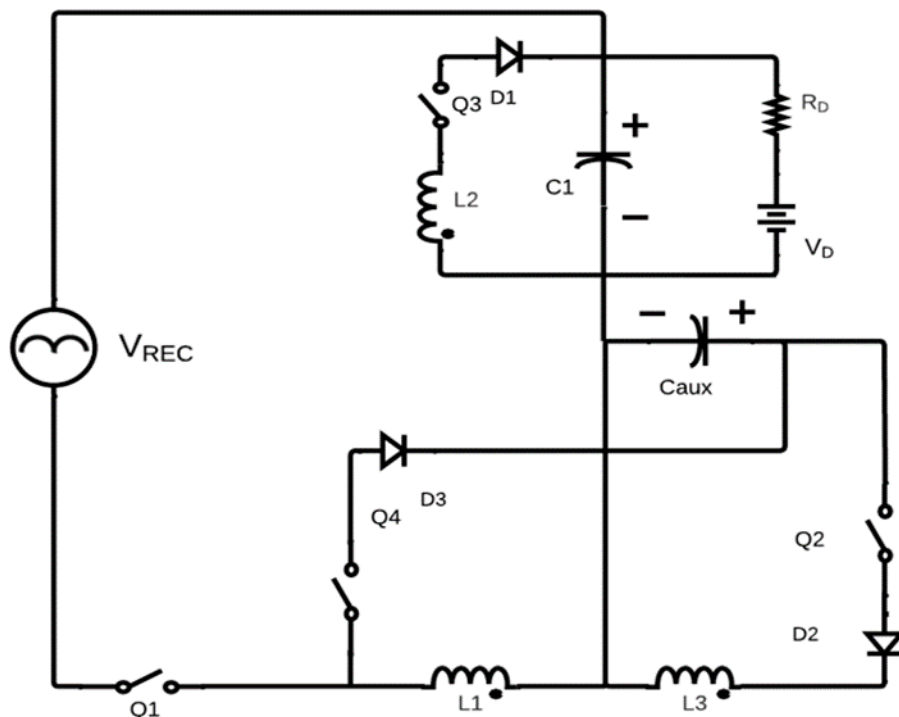


Figura 11. Topología del convertidor Flyback propuesto.

Al realizar el análisis del circuito se determinaron los modos de operación que deben operar en los interruptores para que durante un instante de tiempo el circuito actúe para poder absorber la energía sobrante en la potencia de salida, y durante otro intervalo el circuito pueda compensar la energía faltante a la salida. Por lo que el circuito en cuestión ha sido reacomodado para cumplir con ambos propósitos. En la siguiente tabla se muestran las variables necesarias para caracterizar el convertidor Flyback y su fórmula característica, tal como se puede observar en la siguiente Tabla 2.

Tabla 2. Parámetros de diseño convertidor Flyback propuesto.

Variable	Fórmula	Unidad
Resistencia del arreglo LED	R_{led}	Ω
Potencia del arreglo LED	P	W
Voltaje promedio	$V_o = \frac{V_{led}}{2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4PR_{led}}{V_{led}^2}} \right)$	V
Corriente promedio	$i_o = \frac{V_o - V_{led}}{R_{led}}$	A
Corriente máxima LED	$i_{o_max} = 2i_o$	A
Voltaje máximo LED	$V_{o_max} = i_{o_max} R_{led} + V_{led}$	V
Ganancia	$M = \frac{V_{o_max}}{V_m}$	
Inductancia del secundario	$L_2 = \frac{D_{esc}^2 V_{o_max} T_s}{2I_{o_max}}$	uH
Relación de Vueltas	$n = \frac{D}{MD_{esc}}$	
Inductancia del primario	$L_1 = n^2 L_2$	uH
Corriente pico del primario	$i_{pk_p} = \frac{V_{max} D T_s}{L_1}$	A
Corriente pico del secundario	$i_{pk_s} = \frac{n V_{max} D T_s}{L_1}$	A

Las ecuaciones planteadas parten del análisis sustituyendo el modelo resistivo de la carga LED, con el modelo SVRM para la carga, por medio de las ecuaciones mostradas, se pueden obtener las siguientes ecuaciones mostradas en la Tabla 3.

Tabla 3. Parámetros de diseño convertidor Flyback propuesto

Variable	Fórmula	Unidad
Corriente promedio del primario	$i_{av_p} = \frac{V_{\max} D^2 T_s}{2L_1}$	A
Corriente promedio del secundario	$i_{av_s} = \frac{V_{\max}^2 D^2 T_s}{2L_1 V_{o_max}}$	A
Corriente promedio de salida	$\bar{I} = \frac{V_{\max}^2 D^2 T_s}{4V_{o_max} L_1}$	A
Voltaje promedio de salida	$V_{o_DC} = \bar{I} R_{led} + V_{led}$	V
Rizo de Voltaje	$\Delta V_o = \frac{2\bar{I} R_{led}}{\sqrt{1 + (\omega C R_{led})^2}}$	V
Rizo de corriente	$\Delta I_o = \frac{\Delta V_o}{R_{led}}$	A
Porcentaje de rizo de voltaje	$\%R_v = \frac{\Delta V_o}{V_{o_DC}}$	%
Porcentaje de rizo de corriente	$\%R_i = \frac{\Delta I_o}{\bar{I}}$	%
Relación de Rizos	$\frac{\%R_i}{\%R_v} = 1 + \frac{V_{led}}{R_{led} \bar{I}}$	

En el capítulo posterior, se muestran las simulaciones del circuito propuesto en este capítulo, donde se realizó el planteamiento de las ecuaciones características para este convertidor.

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

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

4.1 Resultados de simulación

Para el desarrollo de pruebas de simulación se realizó el diseño del circuito en el entorno de simulación de PSpice, el circuito del convertidor flyback con circuito auxiliar propuesto en el Capítulo III y simulado se muestra a continuación en la Figura 12.

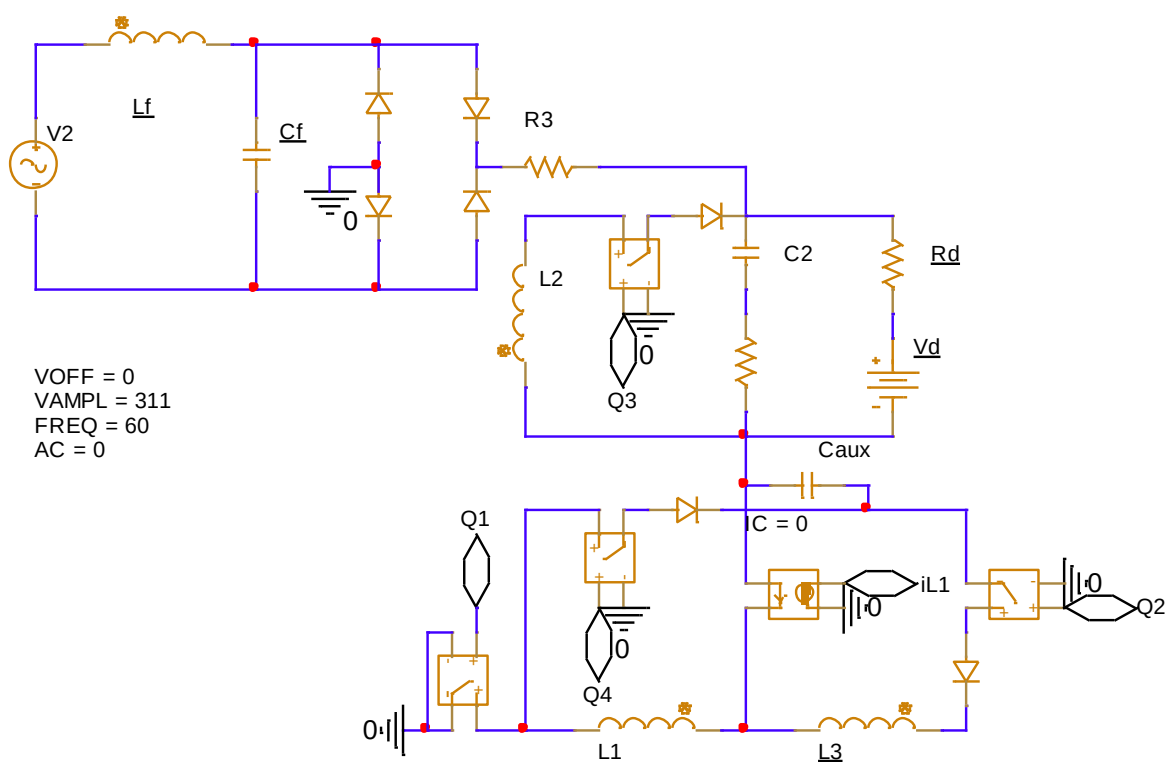


Figura 12. Circuito Flyback con puerto de rizo diseñado en Spice

A continuación, se describen los componentes utilizados en el circuito y su función en este circuito, el cual fue diseñado con los componentes disponibles en el programa PSpice:

Voltaje de entrada AC y filtro LC: En la entrada del circuito de la Fig. 12 podemos observar que posterior a la fuente de corriente alterna que alimenta el circuito se encuentra el filtro LC compuesto por los componentes L_f y C_f , su propósito principal es reducir el ruido y las variaciones de alta frecuencia en el voltaje de entrada que provienen de la fuente de alimentación o de otras

fluctuaciones de red. Al suavizar estas interferencias, el filtro LC ayuda a asegurar que el convertidor Flyback reciba un voltaje más estable y libre de ruidos de alta frecuencia, lo cual es fundamental para mejorar la eficiencia y reducir las emisiones electromagnéticas en el circuito.

Rectificación: Después del filtro LC, el voltaje pasa a través del puente de diodos que convierte este voltaje AC en voltaje directo DC.

Interruptores y Diodos:

Para poder simular el uso físico de la implementación de interruptores flotados se hizo uso de una herramienta en los componentes de PSpice para poder conmutar los interruptores a través de una señal lógica con los comandos de la función “Emodel” para los interruptores Q1 a Q4 respectivamente, los diodos de simulación fueron considerados ideales.

Q1: Este interruptor se encarga de regular el flujo de energía en el convertidor. Controla cuándo el inductor L1 almacena o transfiere energía.

Q2 y D3: Este segundo interruptor está asociado a la operación de almacenamiento y descarga del capacitor auxiliar en la parte de salida del circuito, así como al mecanismo de control del puerto de rizo.

Q3 y D1: Conectados con el inductor L2 y el capacitor C2, forman un circuito auxiliar que está diseñado para absorber el rizo y almacenar energía temporalmente, teniendo una carga y descarga intermitente con la conmutación de Q3.

D3 y Q4: Estos componentes ayudan en el circuito auxiliar para manejar el flujo de energía y proporcionar una vía de retorno y de descarga para el rizo.

Inductores (L1, L2, L3):

L1: El inductor principal del convertidor flyback, donde la energía se almacena inicialmente antes de ser transferida a la salida.

L2: Este inductor del transformador ayuda a almacenar energía de manera temporal la cual es transferida en sincronía con la conmutación de los interruptores.

L3: Este otro inductor permite ayudar a equilibrar el flujo de energía en el lado de salida, permitiendo que el circuito maneje eficientemente los cambios de carga o las variaciones en la demanda de energía, ayuda a almacenar de manera temporal durante la descarga del circuito, para permitir reducir el rizo que se observa a través de la carga LED.

Capacitores (C1, C_aux):

C1: Este capacitor se utiliza para almacenar temporalmente la energía y suavizar el rizo en el voltaje antes de que llegue a la carga. Esto ayuda a estabilizar la salida.

C_aux: Es un capacitor auxiliar que trabaja en conjunto con los inductores y diodos para mejorar el procesamiento de energía, especialmente en el PPE, reduciendo las pérdidas y manteniendo la eficiencia del sistema.

Carga de salida

La fuente y resistencia en serie a la salida representa el modelo SVRM para representar la carga LED caracterizada por la lampara LED.

En múltiples trabajos se han desarrollado y discutido múltiples técnicas de control para la conmutación de los interruptores en convertidores, tomando en cuenta el valor de las corrientes y voltajes que actúan sobre el circuito y estos a su vez presentando un estado de conmutación en sus interruptores que permiten compensar la carga en la salida requerida por la carga LED [67-72].

Lógica de Control

Los modos de operación en los que los interruptores conmutan durante un ciclo de trabajo del convertidor, se muestran en la siguiente Tabla 4, el uso de una configuración de control, la cual dependerá del censado de la corriente y voltaje en la entrada y salida del circuito para poder establecer un control lógico sobre los interruptores del circuito se describe a continuación.

Tabla 4. Estado de conmutación interruptores.

Interruptor	Señal en Q1	Señal en Q2	Señal en Q3	Señal en Q4
ESTADO 1	ON	OFF	OFF	OFF
ESTADO 2	OFF	OFF	ON	ON
ESTADO 3	OFF	ON	ON	OFF
ESTADO 4	OFF	ON	ON	ON

En la siguiente figura se muestran los bloques de operación implementados para el control de conmutación de los interruptores del convertidor flyback como se observa a continuación:

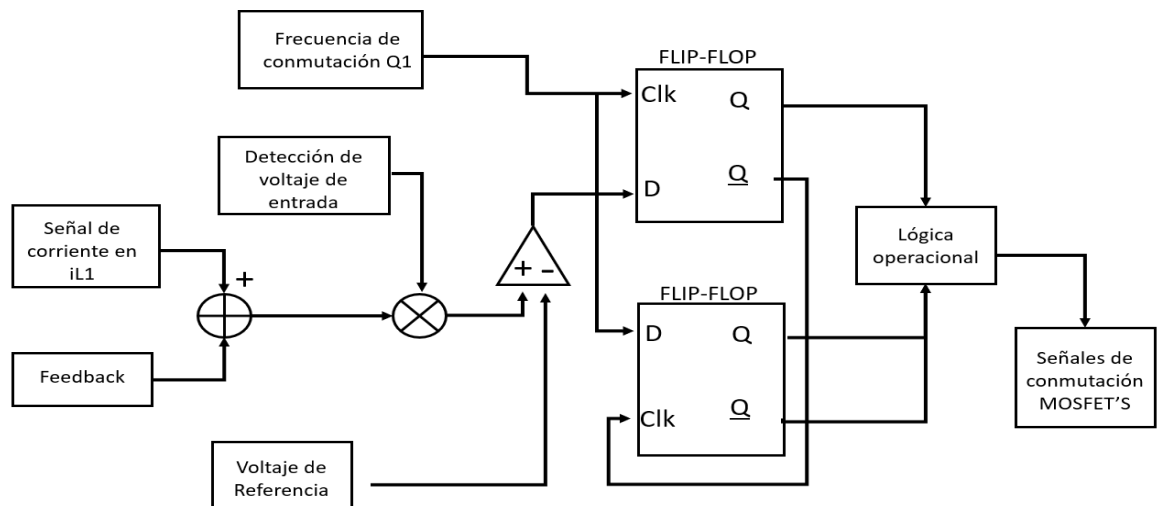


Figura 13. Diagrama a bloques lógico de operación convertidor flyback.

El circuito de control implementando para el convertidor se observa a continuación en la siguiente Figura 14.

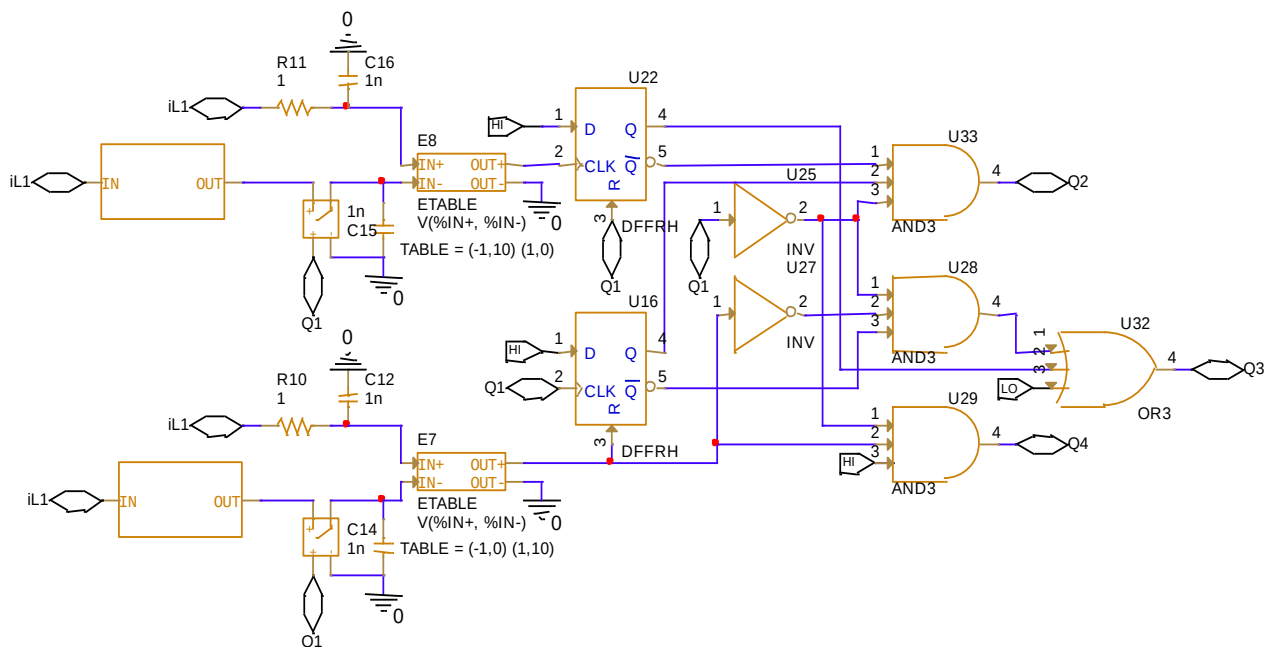


Figura 14. Circuito de control para conmutación de MOSFET'S.

A continuación, se detalla el funcionamiento de los componentes implementados en el circuito de control presentado en la Figura 14.

- **Censado de Corriente de i_{L1}**

Bloque Sensor de Corriente (i_{L1}): Monitorea la corriente a través del inductor principal (L1). La señal se envía al controlador para la regulación del ciclo de trabajo.

- **Controlador de Q1**

Controlador de Conmutación para Q1: Determina la operación de Q1 basado en la frecuencia de línea y una señal de referencia generada por un comparador lógico.

Filtro RC Pasivo: Elimina la ondulación del voltaje detectado antes de ser procesado.

- **Módulo ABM (Analog Behavioral Model)**

Comparación de Voltaje V_{ca} : Un comparador dentro del módulo ABM compara el voltaje de entrada (V_{ca}) con una referencia.

ETable: Genera la señal $\%IN$, que se utiliza para sincronizar la operación del Flip-flop asociado al control de Q1.

- **Detección y Control de Corriente de Salida (I_o)**

Sensor de Corriente (I_o): Mide la corriente de salida a través de una resistencia.

Amplificador y Comparador de Referencia: Amplifica la señal de I_o y la compara con una referencia para generar una señal de error.

Flip-Flop: Recibe la señal amplificada y ajustada por la comparación con el compensador para sincronizar con la conmutación de Q1.

- **Generación de PWM para Q1, Q2, y Q3**

Bloque de Compensador Lógico: Compara la señal del módulo ETable con una señal de referencia y genera la señal PWM.

Compuerta Lógica OR: Combina la señal del comparador con la señal de conmutación de Q1 para obtener el control final.

- **Salida Rectificada (V_{rec})**

Comparador de P_{in} y P_o : Detecta las condiciones de operación para determinar si $P_{in} > P_o$ o $P_{in} < P_o$.

- **Compuertas Lógicas para Q2, Q3, y Q4:**

- **Q2:** Se regula mediante una combinación de AND y OR.
 - **Q3:** Deriva de la señal de Q2 mediante una compuerta AND y un reset lógico.
 - **Q4:** Se activa mediante la sincronización de S2 y S3 según la relación Pin y Po.
- **Estado Pin > Po:**

S3 está apagado constantemente.

S2 regula la corriente de salida.
 - **Estado Pin < Po:**

S2 conduce continuamente.

La corriente de salida es regulada por S3 y S4

A continuación, se presentan las señales obtenidas en la simulación de operación del circuito de control (Fig. 15), se pueden observar los ciclos de conmutación en la etapa de control que sincronizan los interruptores Q2-Q4 durante el periodo de ciclo de trabajo del convertidor, los cuales son comparados con los estados de carga y descarga de los inductores en sincronía como se observa en las siguientes Figuras 16-18.

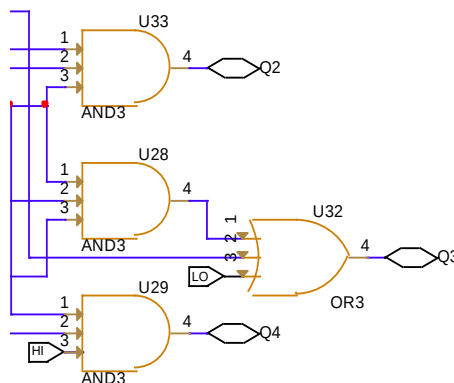


Figura 15. Señales de salida circuito de control.

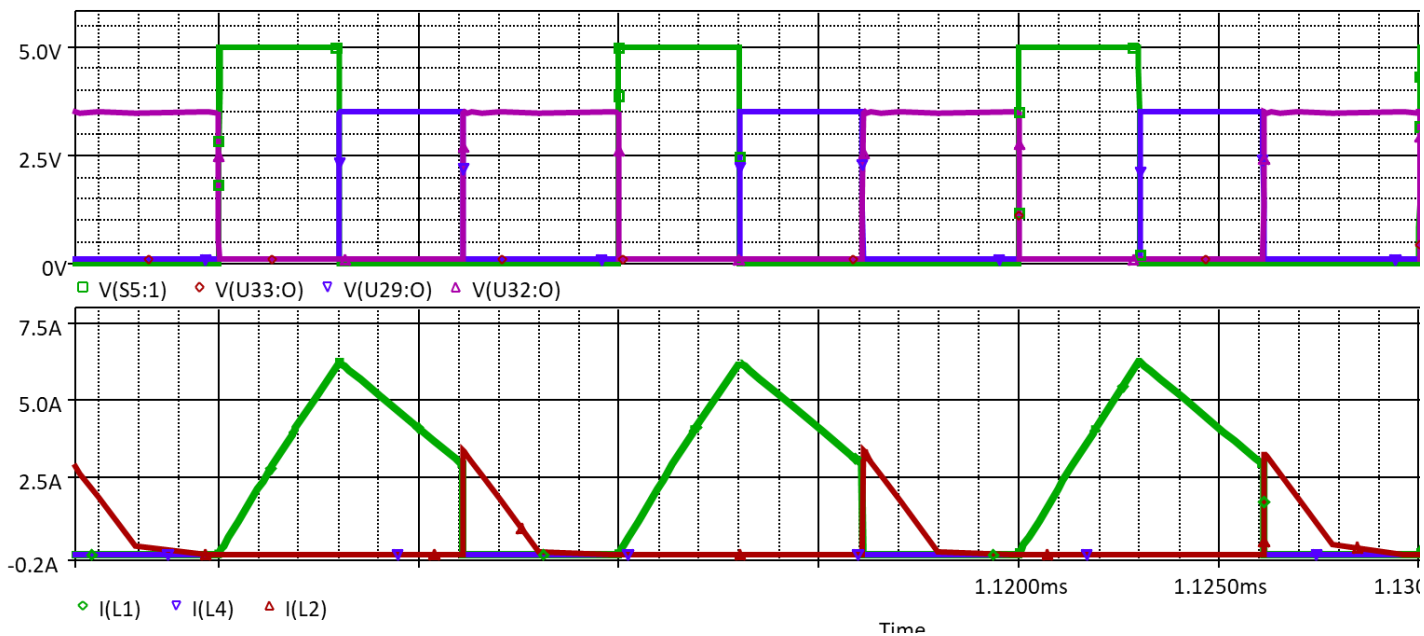


Figura 16. Formas de onda, conmutación interruptores e inductores 1

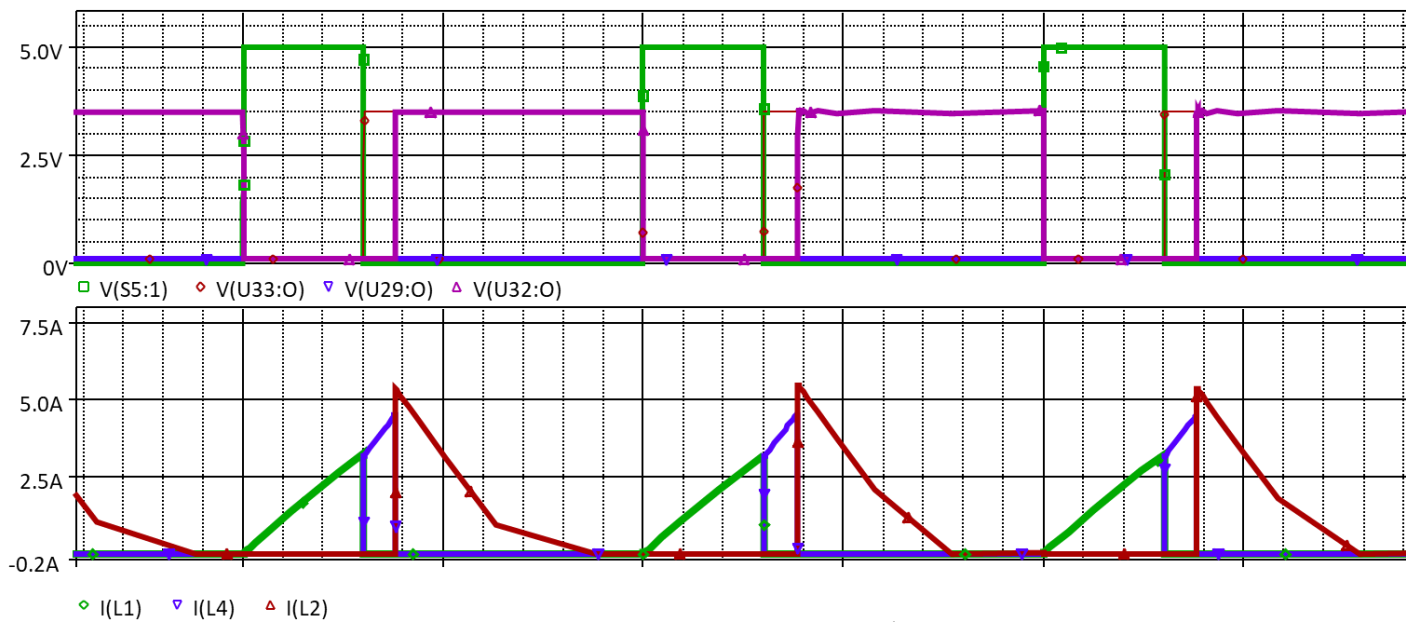


Figura 17. Formas de onda, conmutación interruptores e inductores 2.

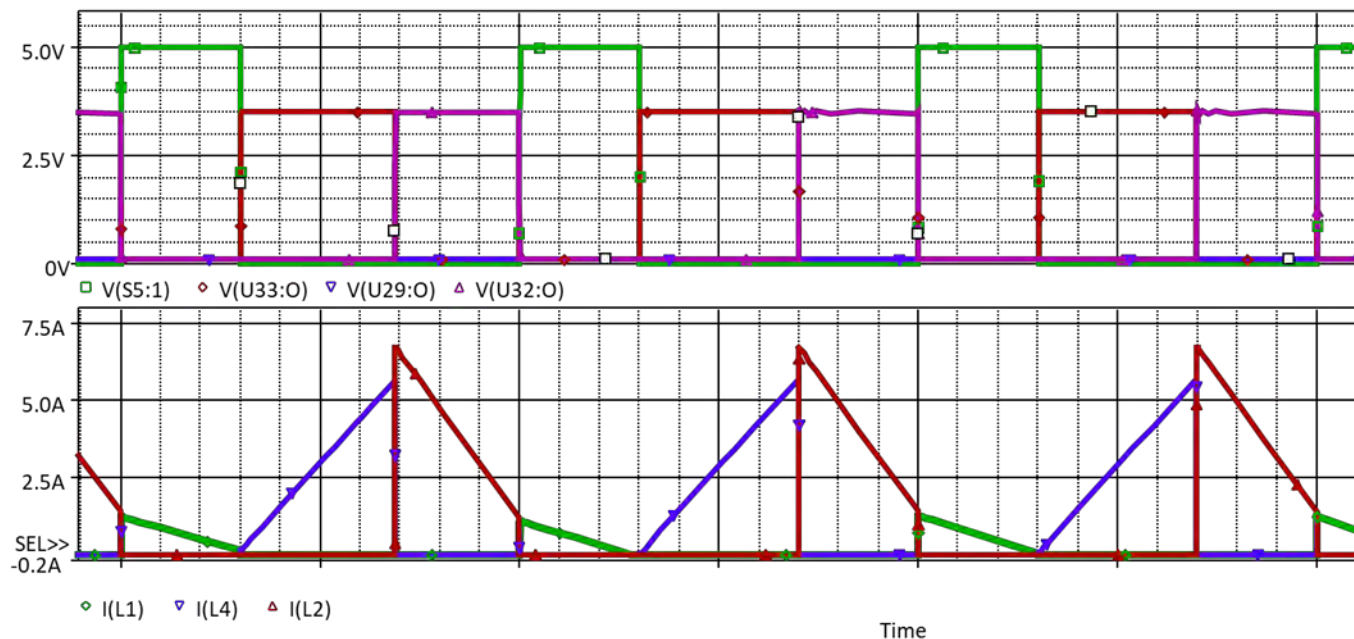


Figura 18. Formas de onda, conmutación interruptores e inductores 3.

A continuación, se observan las señales obtenidas de la simulación del circuito del convertidor flyback con puerto de rizo y procesamiento parcial de energía planteado en los capítulos anteriores, en la Figura 19 se aprecia el voltaje de entrada AC de la línea, además se observa la forma de onda del voltaje obtenido en la salida del convertidor y el voltaje RMS en la salida.

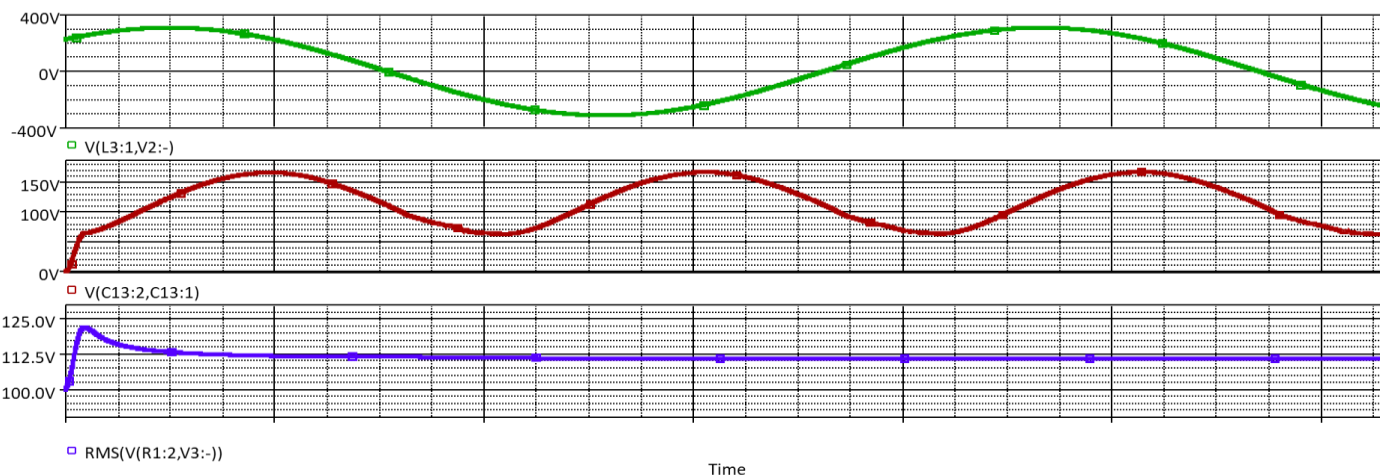


Figura 19. Voltaje de entrada AC, voltaje de salida en carga y voltaje RMS en salida.

En la siguiente Figura 20 se observan las formas de onda durante las conmutaciones presentadas en un ciclo completo del convertidor, donde podemos apreciar el comportamiento del Inductor primario, secundario y auxiliar.

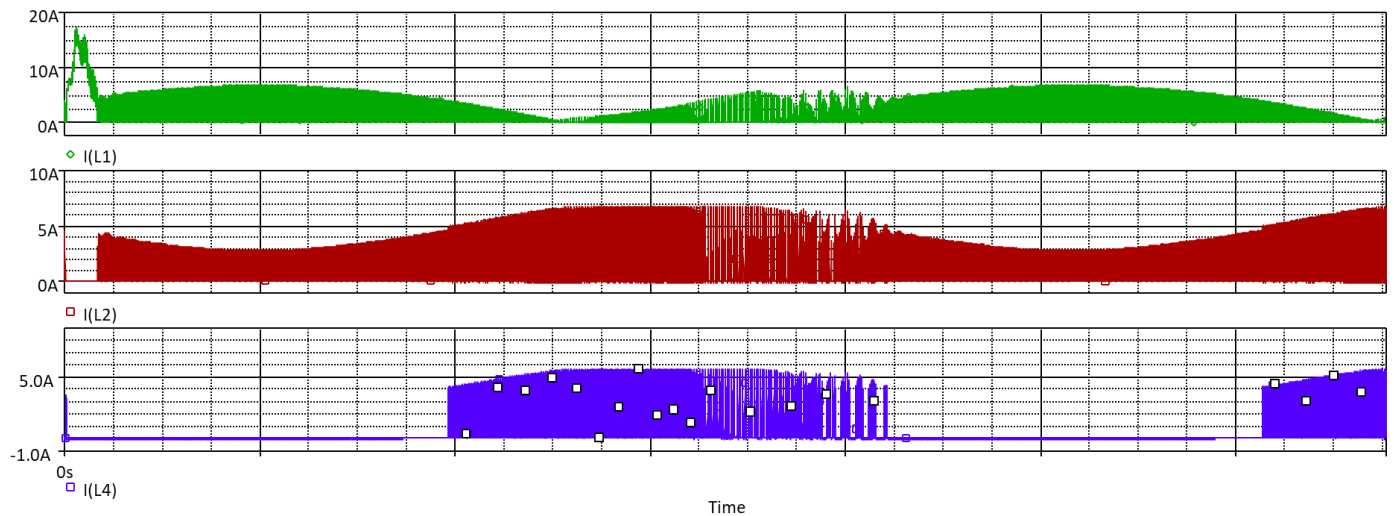


Figura 20. Formas de onda en inductores primario, secundario y auxiliar.

A continuación, en la siguiente Figura 21 se observan las formas de onda del voltaje que se obtiene antes de implementar el circuito auxiliar para reducir el rizo de voltaje en la salida.

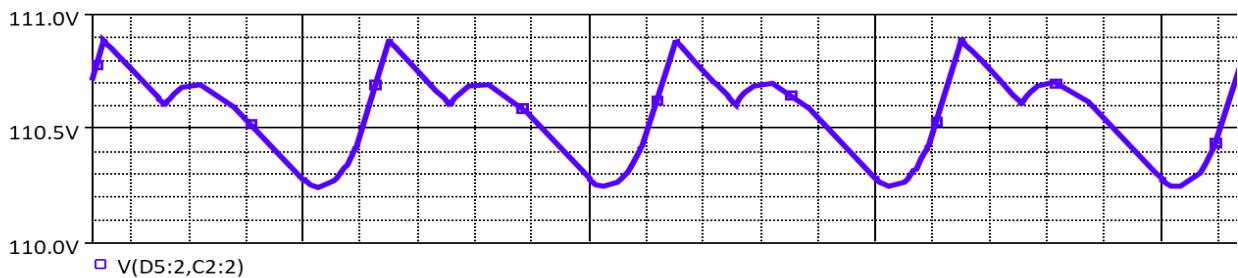


Figura 21. Forma de onda rizo de voltaje en salida sin circuito auxiliar.

En la siguiente Figura 22 se observan las formas de onda del voltaje que se obtiene después de implementar el circuito auxiliar para reducir el rizo de voltaje en la salida.

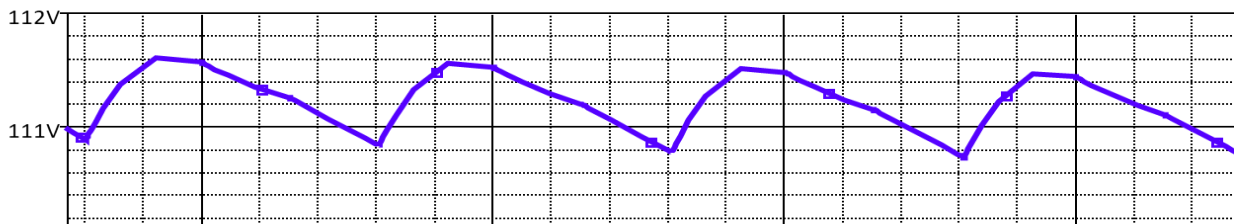


Figura 22. Forma de onda rizo de voltaje en salida con circuito auxiliar.

En la siguiente Figura 23 se muestran las formas de onda de la corriente que se obtienen en la salida del convertidor en la simulación antes de implementar el circuito auxiliar en el convertidor.

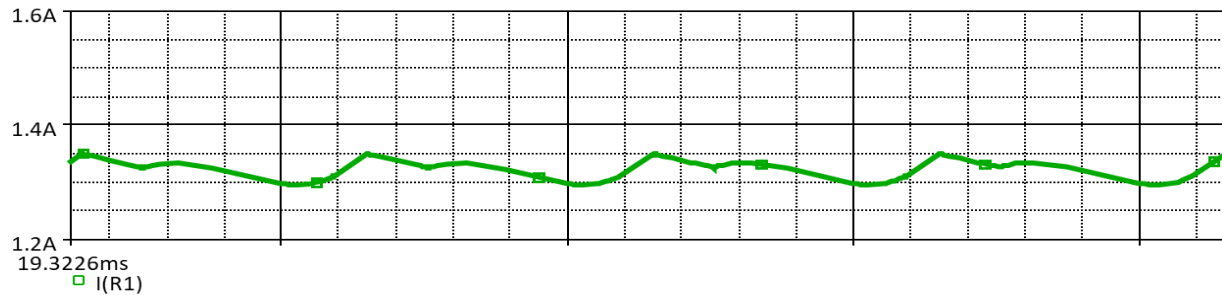


Figura 23. Forma de onda rizo de corriente en salida sin circuito auxiliar.

En la siguiente Figura 24 se muestran las formas de onda de la corriente que se obtienen en la salida del convertidor en la simulación después de implementar el circuito auxiliar en el convertidor.

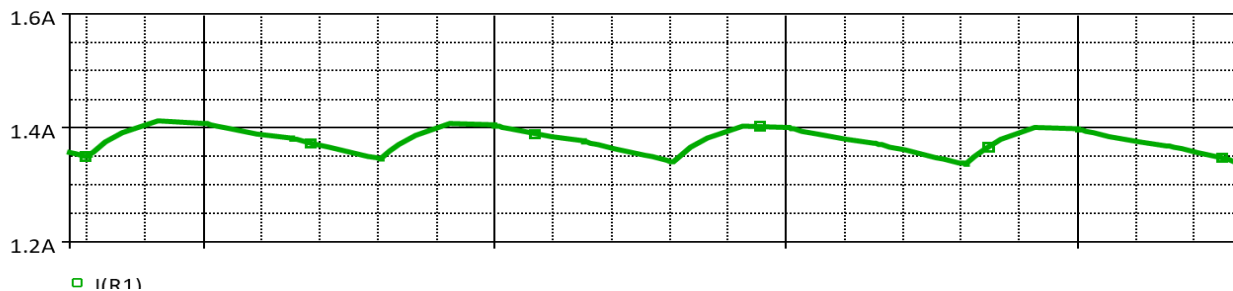


Figura 24. Forma de onda rizo de corriente en salida con circuito auxiliar

Al analizar el comportamiento presentado en las formas de onda, se concluye que el circuito propuesto funciona de manera correcta, debido a que los inductores trabajan en sincronía con los tiempos de encendido de los interruptores, a su vez tal como se observa en las gráficas los inductores operan de manera complementaria en la carga y descarga de la corriente del circuito. En las figuras anteriores podemos observar el comportamiento de las formas de onda tanto del voltaje y la corriente, además se puede destacar como el uso del circuito auxiliar influye en el rizado de estas señales.

En la siguiente Tabla 5 se observa la comparación entre el modelo de la carga resistiva y el modelo SVRM para la carga LED implementado en las simulaciones mostrado en este capítulo.

Tabla 5. Comparación entre modelo de carga resistiva para LED y modelo SVRM.

Parámetro	Modelo de carga resistiva	Modelo de carga SVRM
Corriente de salida	$I_o = \frac{V_o}{R_{eq}} \quad (22)$	$I_o = \frac{V_o - V_{th}}{R_{LED}} \quad (23)$
Rizo de voltaje	$\%R_{vReq} = \frac{2V_{ac}}{V_o} \times 100 \quad (24)$	$\%R_{vLED} = \frac{2V_{ac}}{V_o} \times 100 \quad (25)$
Rizo de corriente	$\%R_{iReq} = \frac{2I_{ac}}{I_o} \times 100 \quad (26)$	$\%R_{iLED} = \frac{2I_{ac}}{I_o} \times 100 = \frac{200V_{ac}}{V_o - V_{th}} \quad (27)$
Relación entre el rizo de corriente y voltaje	$k_{rReq} = \frac{\%R_{iReq}}{\%R_{vReq}} = 1 \quad (28)$	$k_{rLED} = \frac{\%R_{iLED}}{\%R_{vLED}} = \frac{1}{1 - (V_{th} / V_o)} \quad (29)$

4.2 Análisis comparativo de eficiencias a través de simulación

En esta sección se presentan los resultados obtenidos a través de simulación en el programa PSpice del análisis de las eficiencias de los circuitos del convertidor Flyback original y el convertidor Flyback con circuito auxiliar. Para establecer un método de comparación de acuerdo al modo de operación de estos circuitos se realizó una simulación considerando el uso de los mismos componentes para ambos convertidores con los parámetros de operación presentados a continuación en la siguiente Tabla 6:

Tabla 6. Parámetros de operación para convertidores Flyback.

Parámetro	Valor
Voltaje de entrada	311Vac
Frecuencia de línea	60 Hz

Valor Inductor filtro de entrada	1mH
Valor Capacitor filtro de entrada	470nF
Valor inductor Primario del Transformador	86.97 μ H
Valor inductor Secundario del Transformador	65.73 μ H
Frecuencia de conmutación	100KHz
Ciclo de Trabajo	0.3
Resistencia característica del LED	11.6 Ω
Umbral de voltaje del LED	95.24 V
Valor capacitor de salida	10 μ F
Valor capacitor auxiliar	35uF

A continuación, se observa en la siguiente Figura 25 el circuito del convertidor Flyback con capacitor de salida de 10uF sin circuito auxiliar simulado en PSpice.

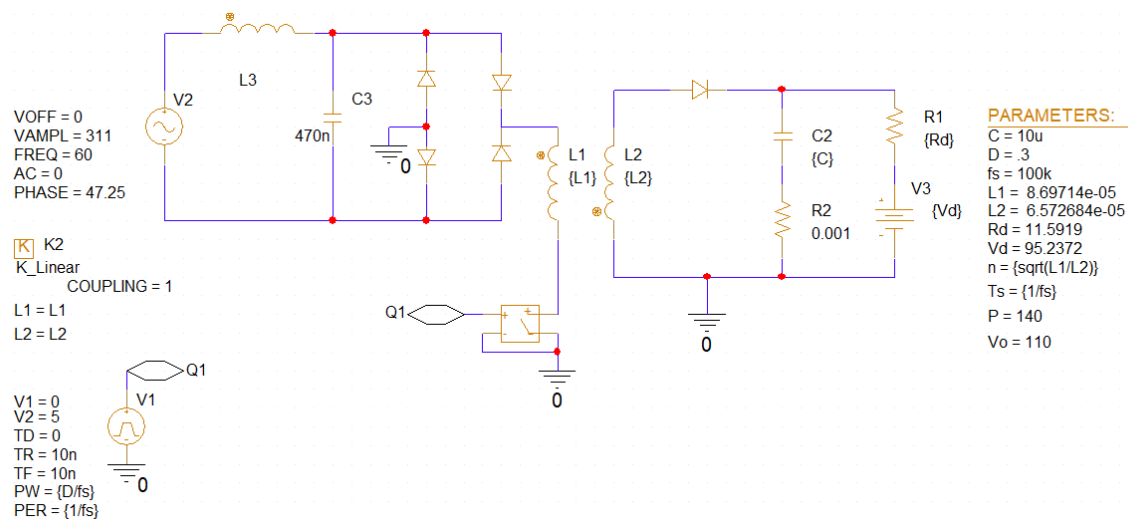


Figura 25. Convertidor Flyback con capacitor de salida de 10uF.

La potencia de entrada del convertidor se observa a continuación en la siguiente Figura 26.

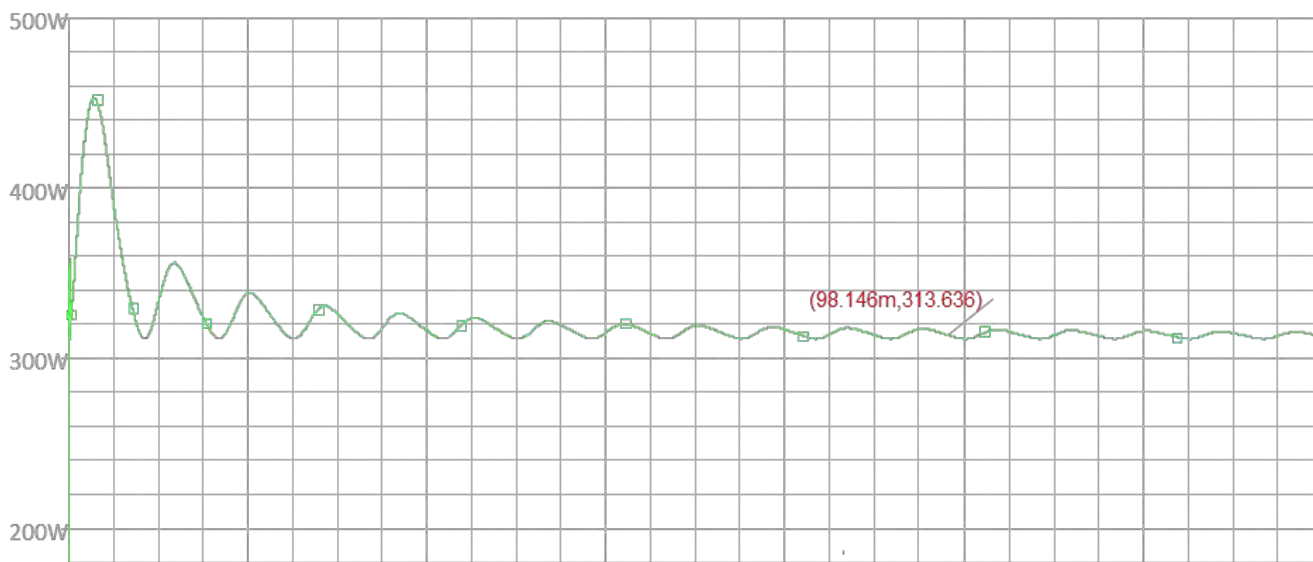


Figura 26. Potencia de entrada convertidor Flyback con capacitor de salida 10uF.

En la siguiente figura se observa la gráfica del voltaje de salida del convertidor flyback con capacitor de salida de 10uF, así como los niveles máximos y mínimos de voltaje.

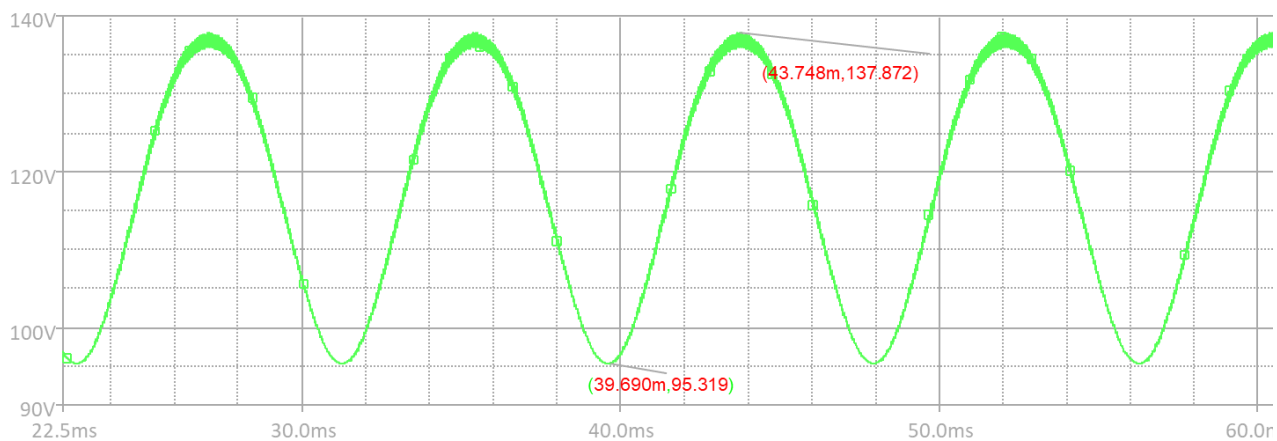


Figura 27. Voltaje de salida convertidor flyback con capacitor de salida de 10uF

A continuación, se observa la gráfica del voltaje de salida promedio del convertidor Flyback con capacitor de salida de 10uF.

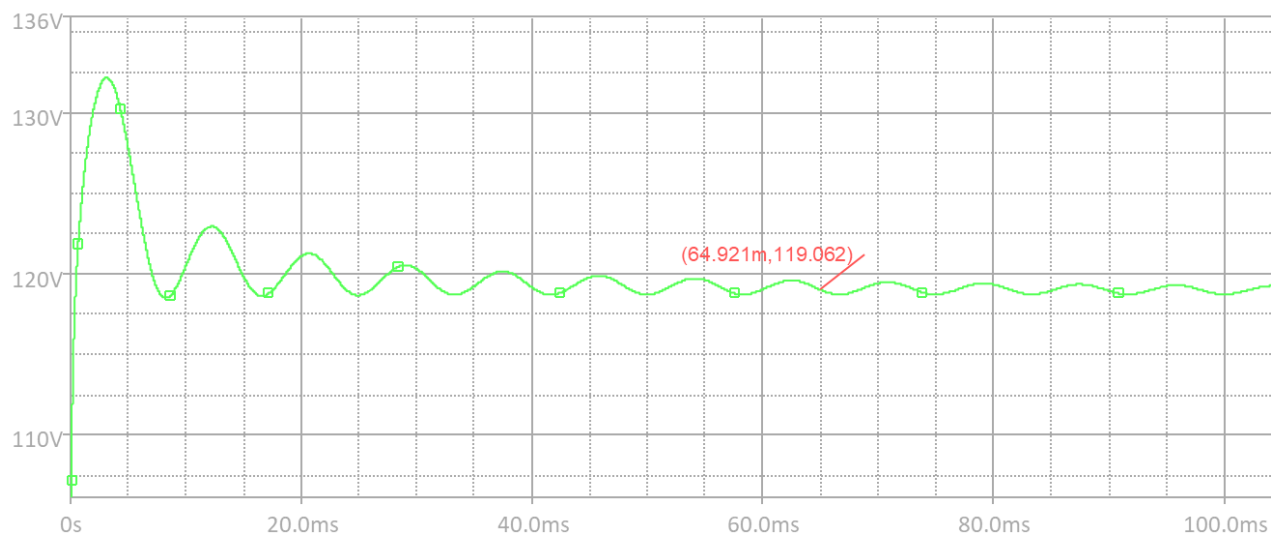


Figura 28. Voltaje de salida promedio del convertidor Flyback con capacitor de salida de 10uF.

En la siguiente figura se observa la potencia de salida del convertidor Flyback:

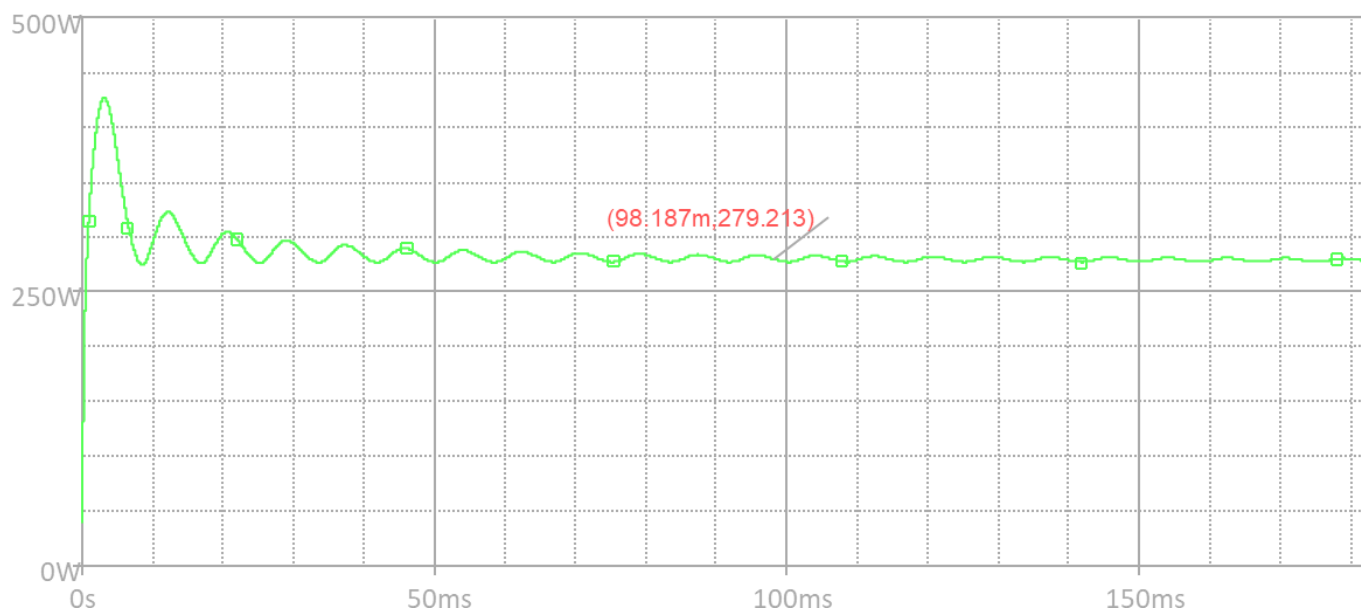


Figura 29. Potencia de salida convertidor Flyback con capacitor de salida de 10uF.

La gráfica obtenida para la eficiencia del convertidor Flyback con capacitor de salida de 10uF se observa a continuación:

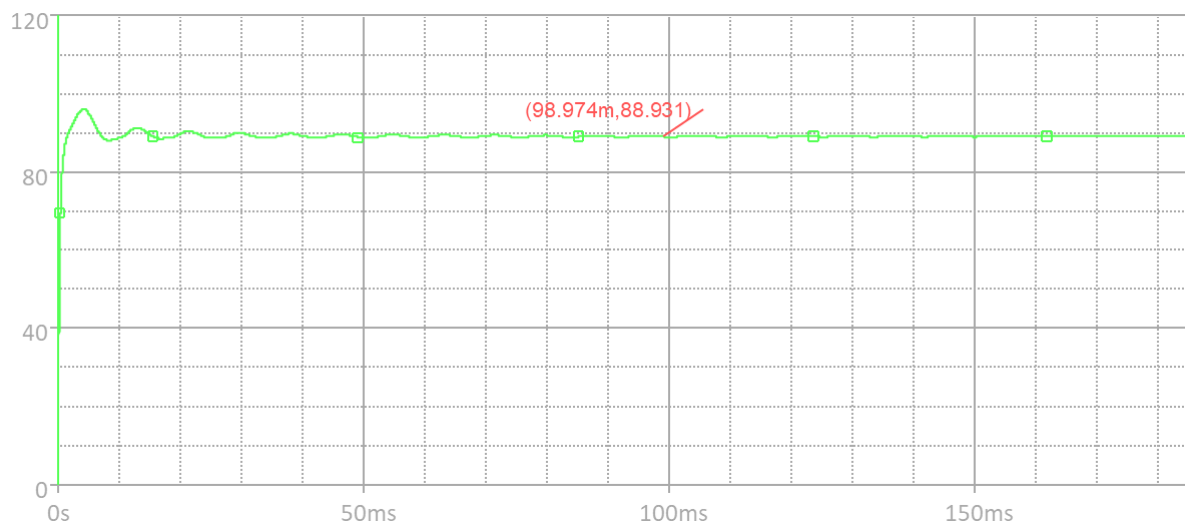


Figura 30. Eficiencia del convertidor Flyback con capacitor de salida de 10uF.

Los siguientes resultados de simulación corresponden a los obtenidos para el convertidor Flyback con capacitor de salida de 35uF sin circuito auxiliar.

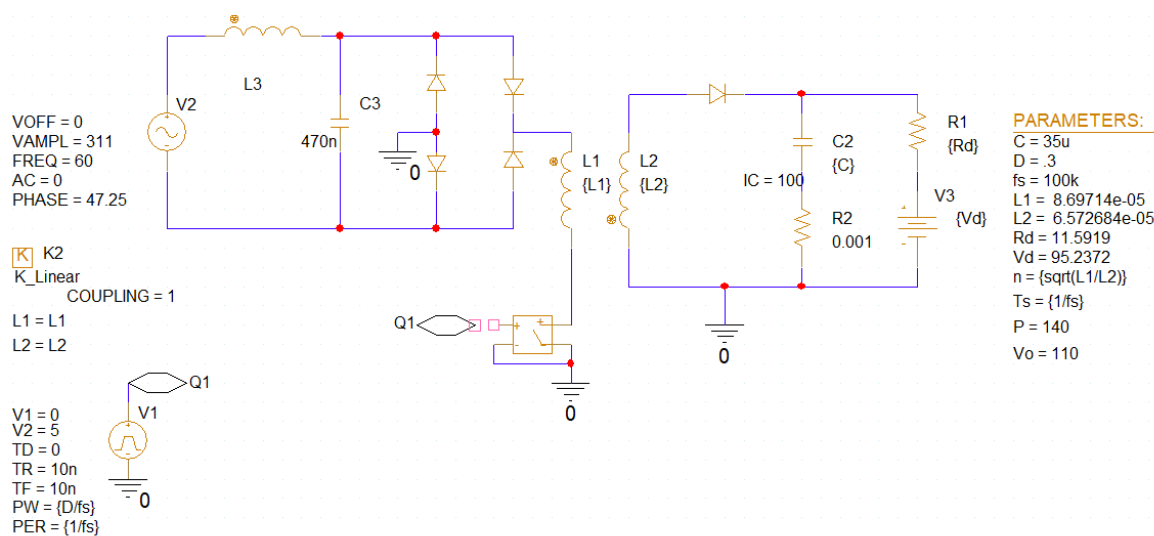


Figura 31. Convertidor Flyback con capacitor de salida de 35uF.

La potencia de entrada del convertidor se observa a continuación en la siguiente Figura 32.

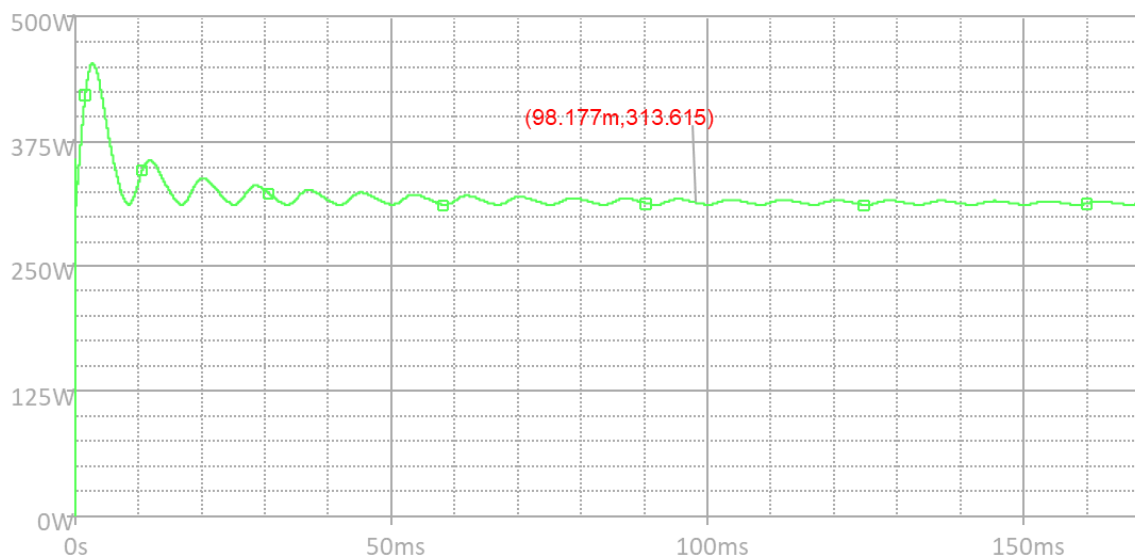


Figura 32. Potencia de entrada convertidor Flyback con capacitor de salida 35uF.

En la siguiente figura se observa la gráfica del voltaje de salida del convertidor flyback con capacitor de salida de 35uF, así como los niveles máximos y mínimos de voltaje.

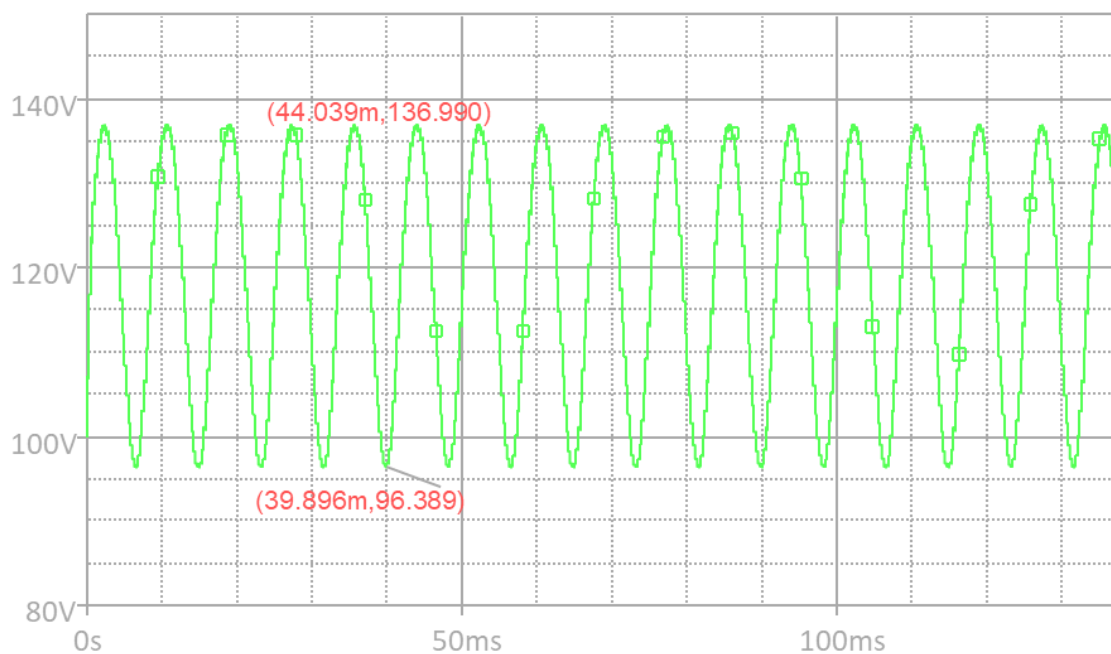


Figura 33. Voltaje de salida convertidor flyback con capacitor de salida de 35uF

A continuación, se observa la gráfica del voltaje de salida promedio del convertidor Flyback con capacitor de salida de 35uF.

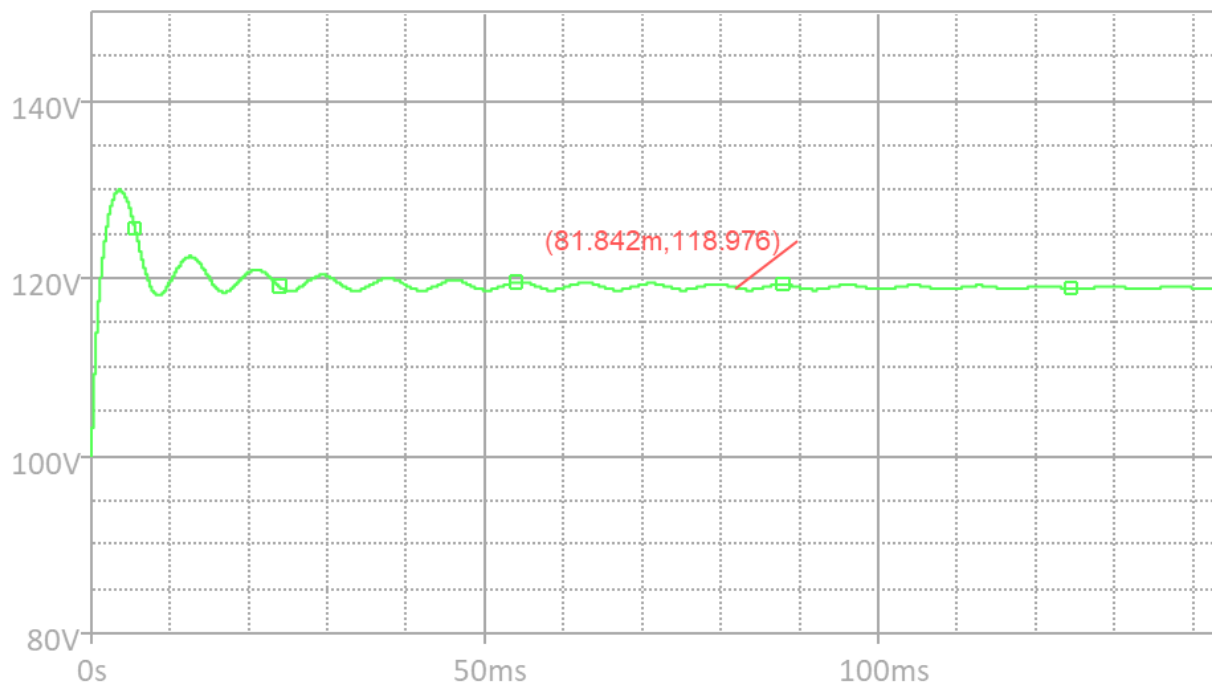


Figura 34. Voltaje de salida promedio del convertidor Flyback con capacitor de salida de 35uF.

En la siguiente figura se observa la potencia de salida del convertidor Flyback:

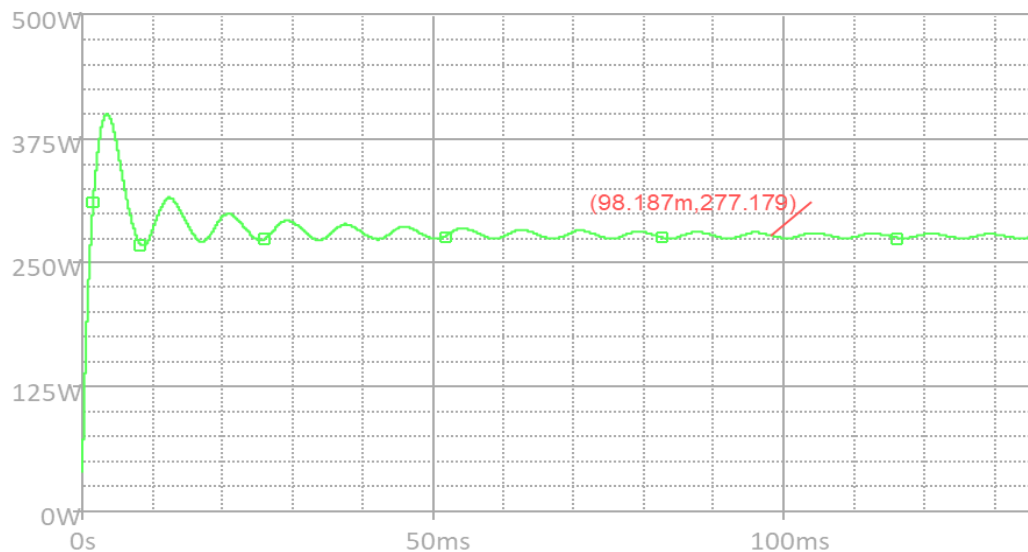


Figura 35. Potencia de salida convertidor Flyback con capacitor de salida de 35uF.

La gráfica obtenida para la eficiencia del convertidor Flyback con capacitor de salida de 35uF se observa a continuación:

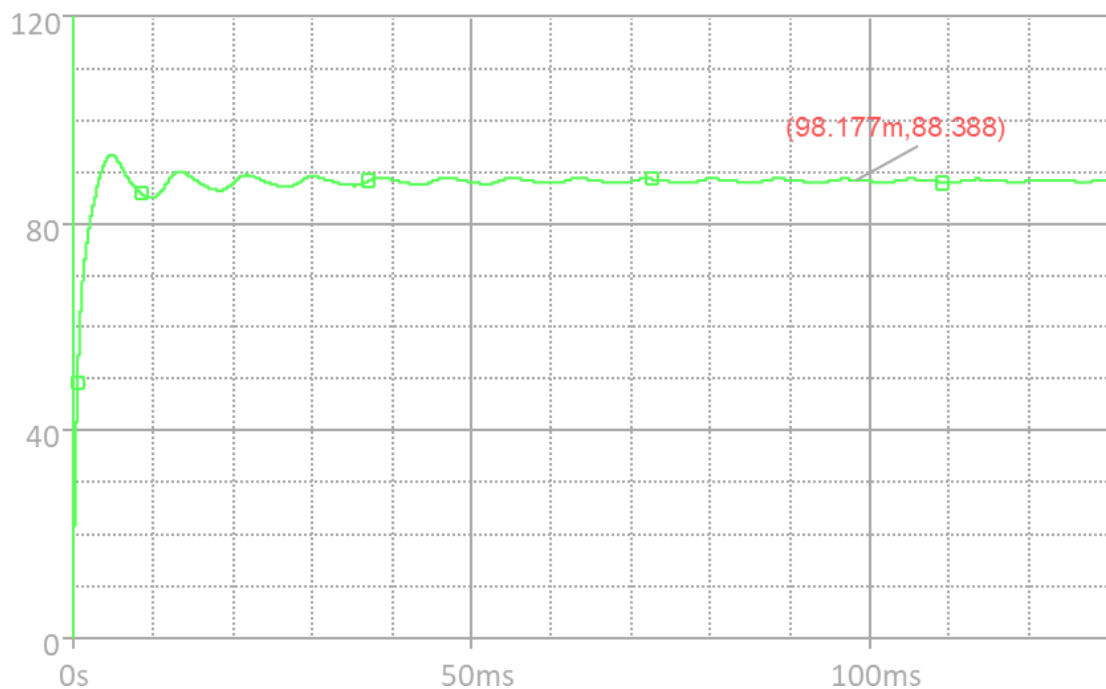


Figura 36. Eficiencia del convertidor Flyback con capacitor de salida de 35uF.

Los siguientes resultados de simulación corresponden a los obtenidos para el convertidor Flyback con circuito auxiliar como se observa en la siguiente figura:

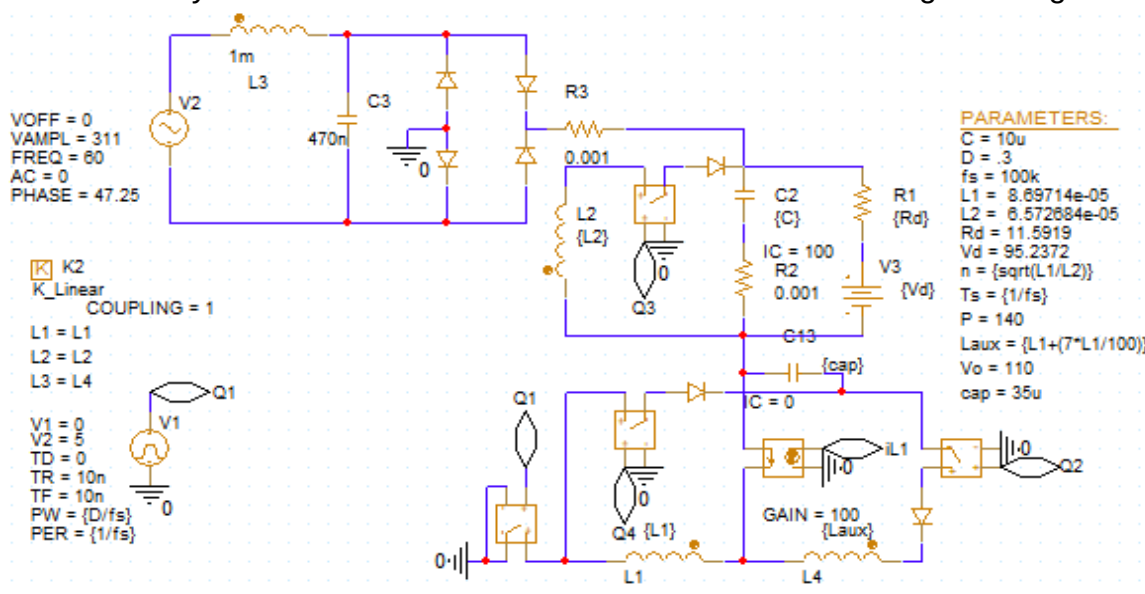


Figura 37. Convertidor Flyback con Circuito Auxiliar.

La potencia de entrada del convertidor flyback con circuito auxiliar se observa a continuación en la siguiente Figura 38.

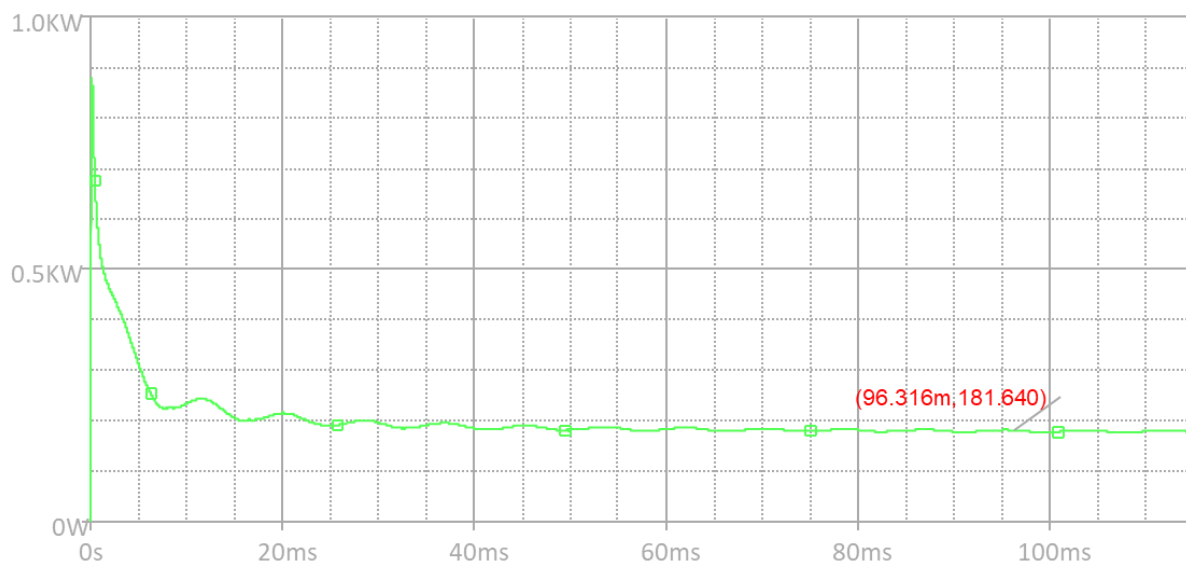


Figura 38. Potencia de entrada convertidor Flyback con circuito auxiliar.

En la siguiente figura se observa la gráfica del voltaje de salida del convertidor flyback con circuito auxiliar, los niveles máximos y mínimos de voltaje.

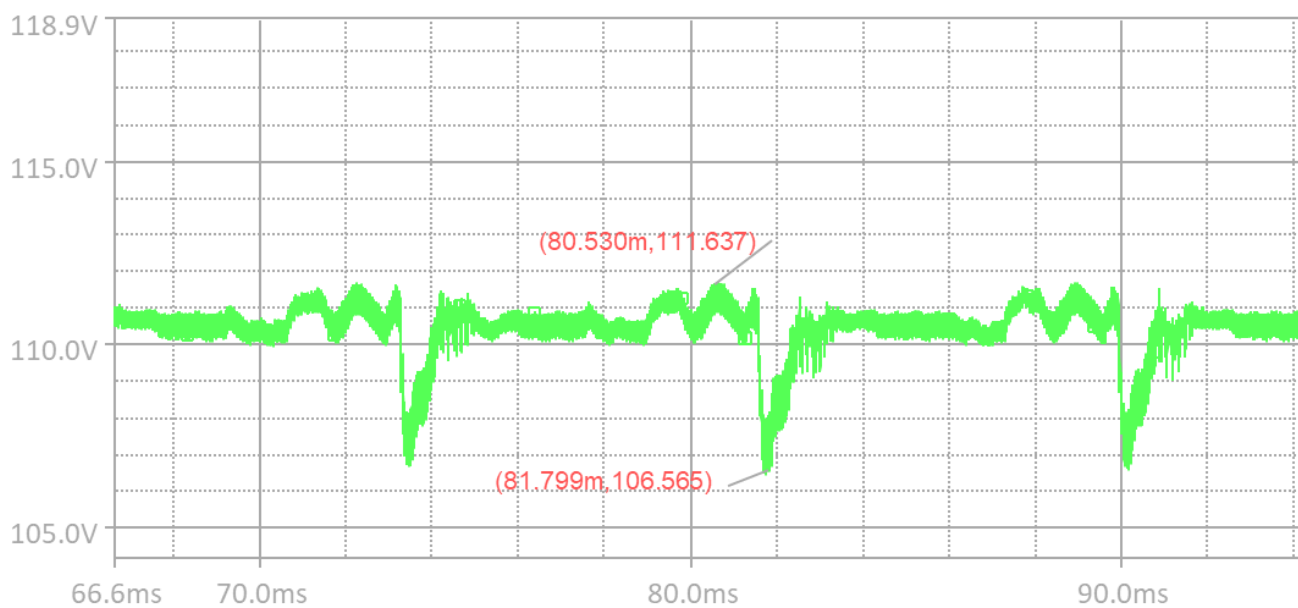


Figura 39. Voltaje de salida convertidor flyback con circuito auxiliar.

A continuación, se observa la gráfica del voltaje de salida promedio del convertidor Flyback con circuito auxiliar:

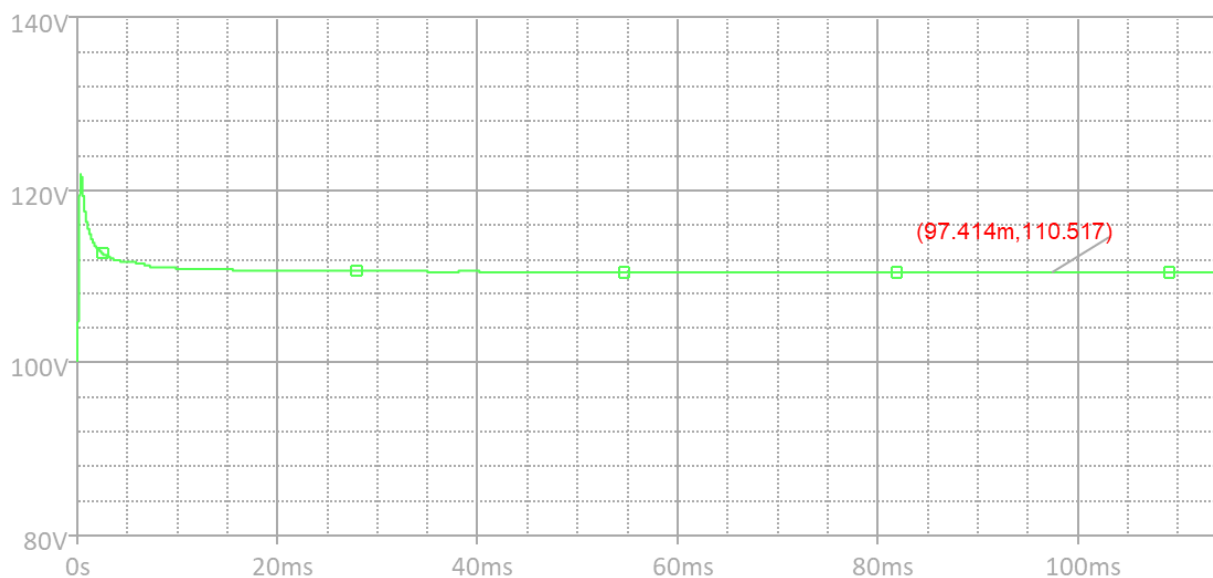


Figura 40. Voltaje promedio del convertidor Flyback con circuito auxiliar

En la siguiente figura se observa la gráfica obtenida para la corriente de salida del convertidor Flyback con circuito auxiliar.

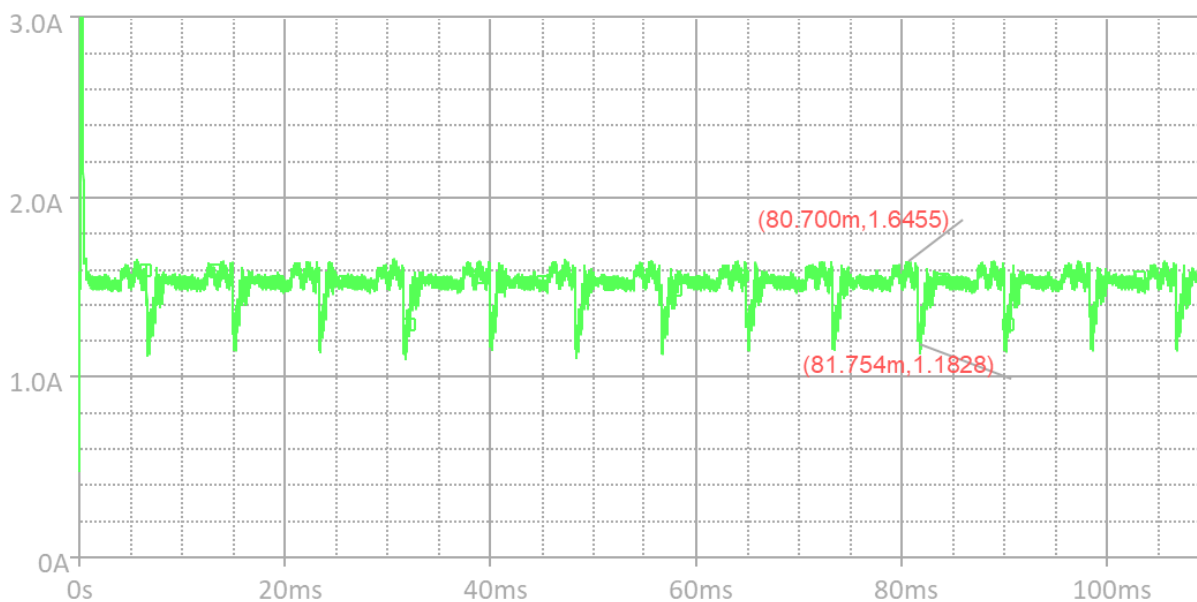


Figura 41. Corriente del convertidor Flyback con circuito auxiliar.

La corriente de salida promedio para el convertidor Flyback con circuito auxiliar se observa a continuación:

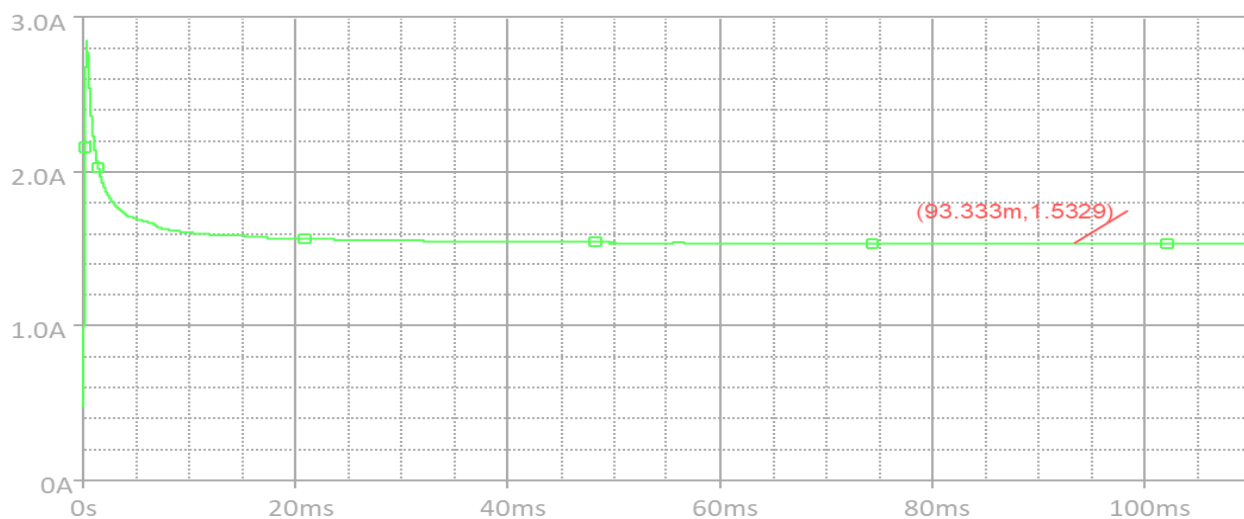


Figura 42. Corriente de salida promedio convertidor Flyback con circuito auxiliar.

En la siguiente figura se observa la potencia de salida del convertidor Flyback con circuito auxiliar:

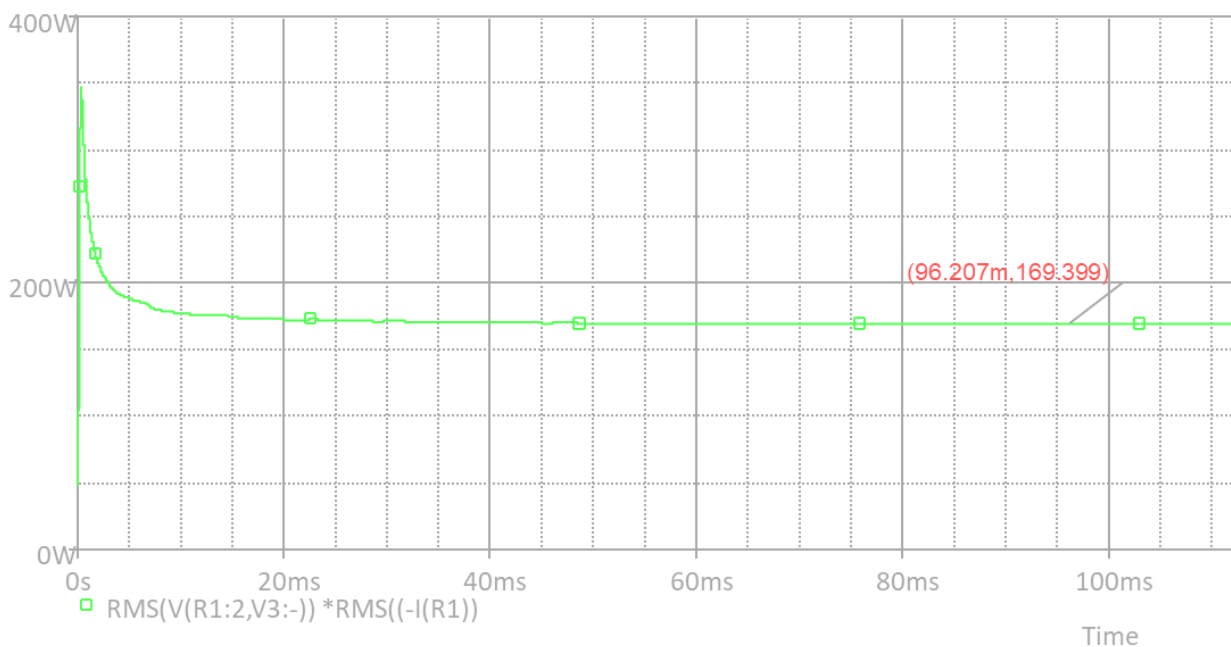


Figura 43. Potencia de salida convertidor Flyback con circuito auxiliar:

La gráfica obtenida para la eficiencia del convertidor Flyback con circuito auxiliar se observa a continuación en la siguiente Figura 44:

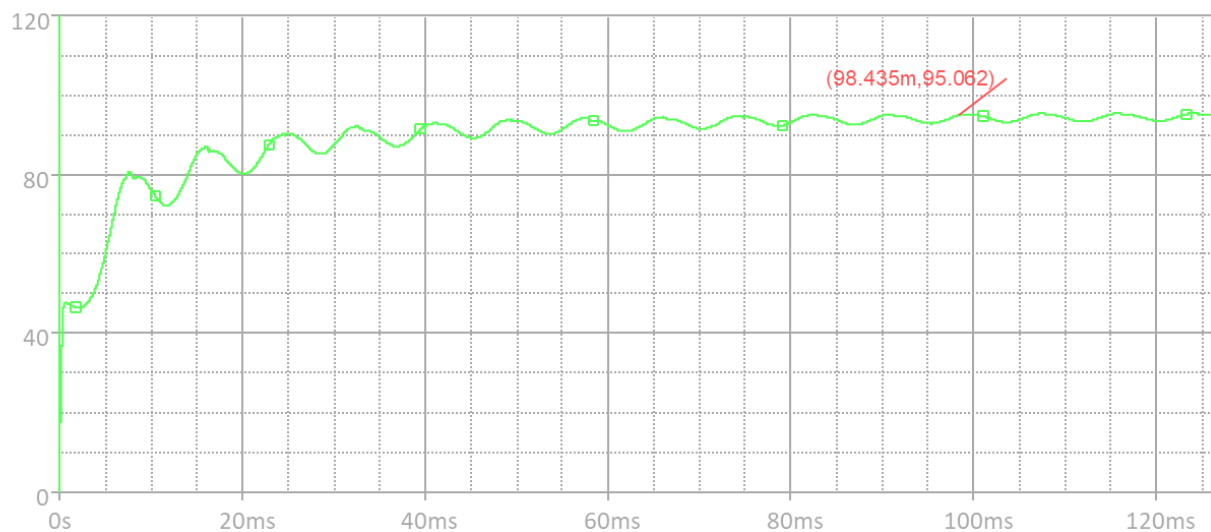


Figura 44. Eficiencia del convertidor Flyback con circuito auxiliar.

Los resultados de simulación obtenidos se observan a continuación en la siguiente Tabla 7:

Tabla 7. Resultados obtenidos simulación de eficiencia en convertidores.

Parámetro	Flyback	Flyback	Flyback con circuito Auxiliar
Eficiencia	88.93	88.38	95.06
Valor del Capacitor	10uF	35uF	10uF
Valor del Capacitor Auxiliar	NA	NA	35uF
Voltaje promedio	119	118	110.5
Voltaje de salida mínimo	95.3	96.4	106.6
Voltaje de salida máximo	137.8	136.9	111.6
%Rizo de Voltaje	36.4%	34.7%	4.66%

CAPÍTULO V

CARACTERIZACION DEL CONVERTIDOR FLYBACK CON PUERTO DE RIZO Y PROCESAMIENTO PARCIAL DE ENERGIA

CAPÍTULO V CARACTERIZACION DEL CONVERTIDOR FLYBACK CON PUERTO DE RIZO Y PROCESAMIENTO PARCIAL DE ENERGIA

5.1 Parámetros de diseño

A continuación, se muestran los parámetros utilizados para la caracterización de los componentes a utilizar en el circuito del convertidor Flyback, el desarrollo de la selección de la carga para el capacitor se plantea en el Anexo A, así como los valores obtenidos en simulación, tal como se observa a continuación en la Tabla 8.

Tabla 8. Valores del convertidor Flyback.

Variable	Valor	Unidad
Resistencia del arreglo LED	2.5	Ω
Potencia del arreglo LED	27.9	W
Voltaje promedio	26.393	V
Corriente promedio	1.057	A
Corriente máxima LED	2.114	A
Voltaje máximo LED	29.0355	V
Ganancia	0.1617	
Inductancia del secundario	13.905	μH
Relación de Vueltas	6.8730	
Inductancia del primario	656.85	μH
Corriente pico del primario	1.367	A
Corriente pico del secundario	9.397	A
Corriente promedio del primario	0.3418	A
Corriente promedio del secundario	2.114	A

Corriente promedio de salida	1.057	A
Voltaje promedio de salida	26.393	V
Rizo de Voltaje	5.2855	V
Rizo de corriente	2.1142	A
Porcentaje de rizo de voltaje	20.0264	%
Porcentaje de rizo de corriente	199.99	%
Relación de Rizos	9.9868	

Para el desarrollo de los archivos del PCB, se utilizó el software Altium Designer, en este programa, una vez verificada la correcta operación del circuito en Spice, se procedió a diseñar el convertidor flyback con el circuito auxiliar, en la siguiente Figura 45 se muestra el circuito diseñado correspondiente al circuito del convertidor Flyback, los componentes P2 a P7 corresponden a las entradas de conexión para el circuito de control mostrado en la siguiente Figura 47.

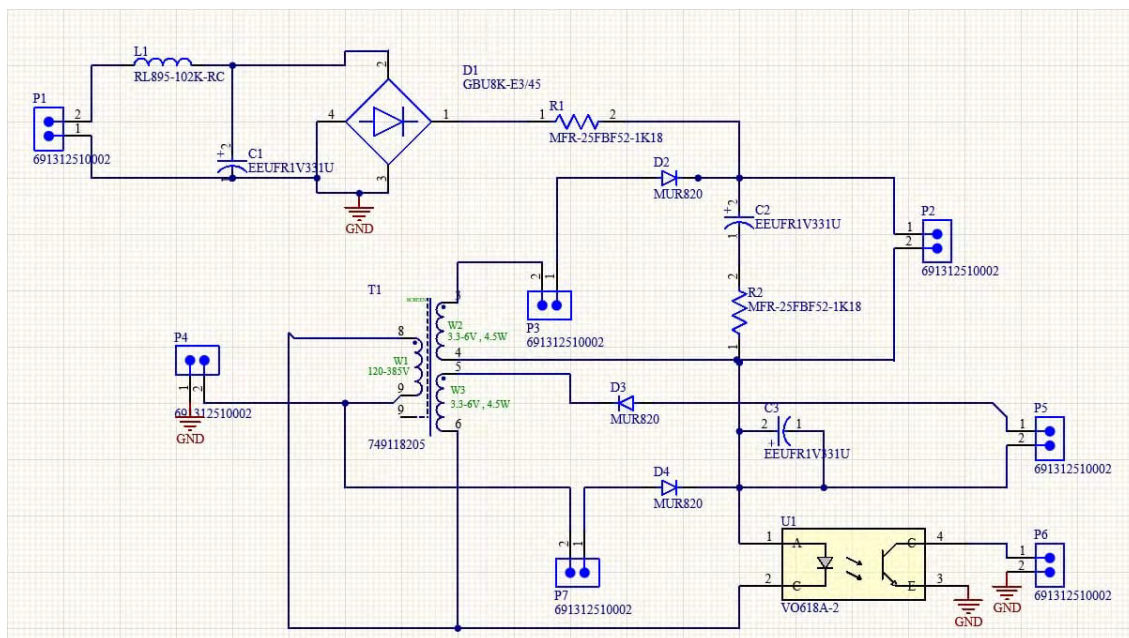


Figura 45. Diseño del convertidor Flyback propuesto en Altium Designer.

A continuación, en la Figura 46 se observa el archivo Gerber del circuito PCB propuesto para la manufactura del convertidor Flyback.

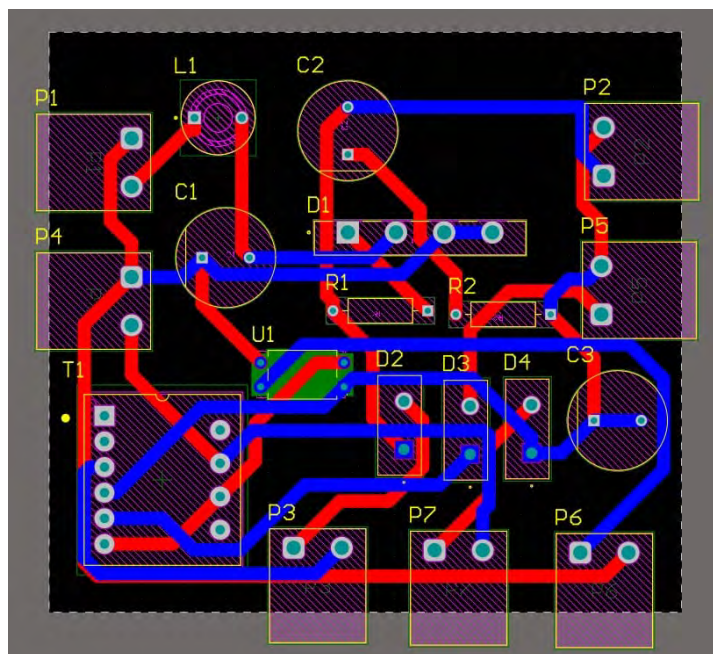


Figura 46. Diseño Gerber de convertidor Flyback propuesto.

En la siguiente Figura 47 se observa el archivo 3D obtenido del diseño del PCB para el convertidor Flyback.

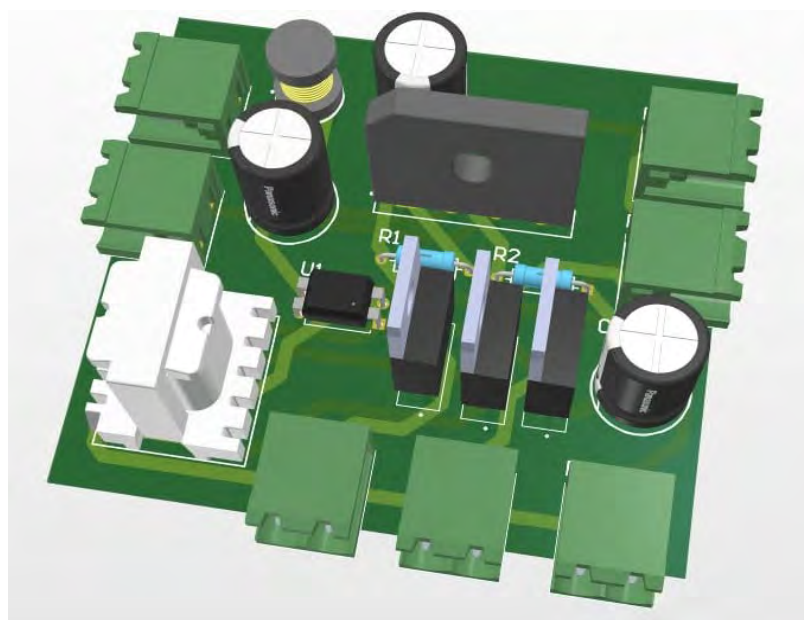


Figura 47. Diseño 3D PCB de convertidor Flyback propuesto.

Para la etapa de control, se plantea como solución hacer uso de un circuito compuesto por cuatro bloques conectados tal como se observa en la siguiente Figura 48, en este circuito obtenemos una configuración que nos permite utilizar una señal digital la cual se encargará de emitir una señal de control (0-5V) y a su vez tener un voltaje V_{dc} (7-12V) conectado a una señal de salida, este arreglo se obtiene con el uso del arreglo de conexión Totem-pole como se muestra a continuación:

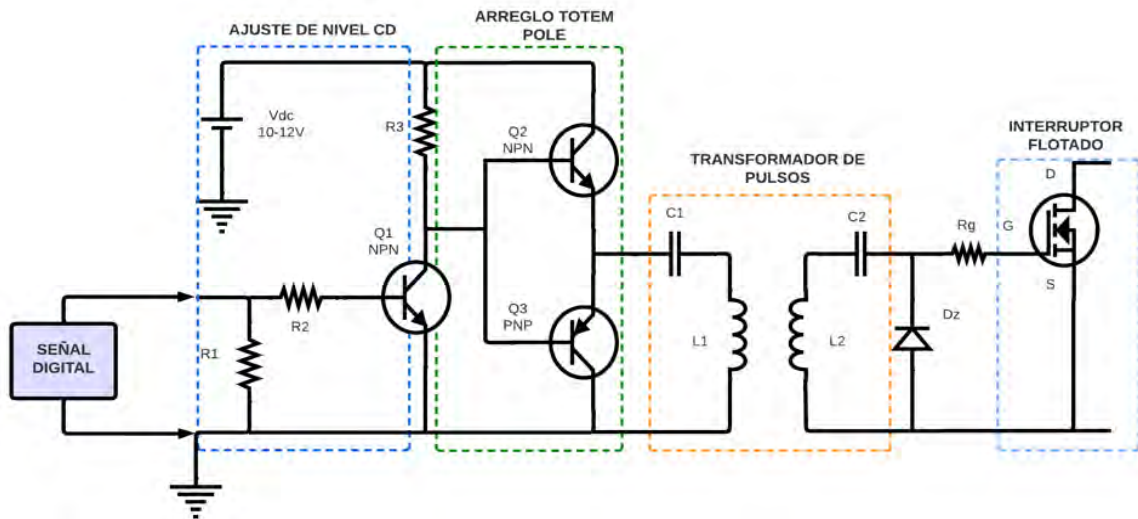


Figura 48. Diseño a bloques etapa de control Flyback.

Esta señal de salida va conectada a un transformador de pulsos el cual transfiere la señal de control digital directamente al MOSFET flotado. Con lo cual se consigue poder aplicar un aislamiento galvánico a nuestra señal de control digital independiente al circuito del convertidor Flyback.

Los archivos PCB generados para el desarrollo de la etapa de control en el convertidor flyback, fueron realizados en el programa Altium Designer, el archivo Gerber generado se observa en la siguiente Figura 49.

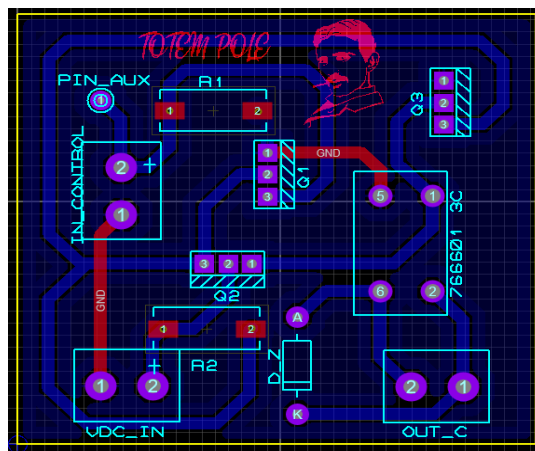


Figura 49. Diseño Gerber circuito de control convertidor Flyback.

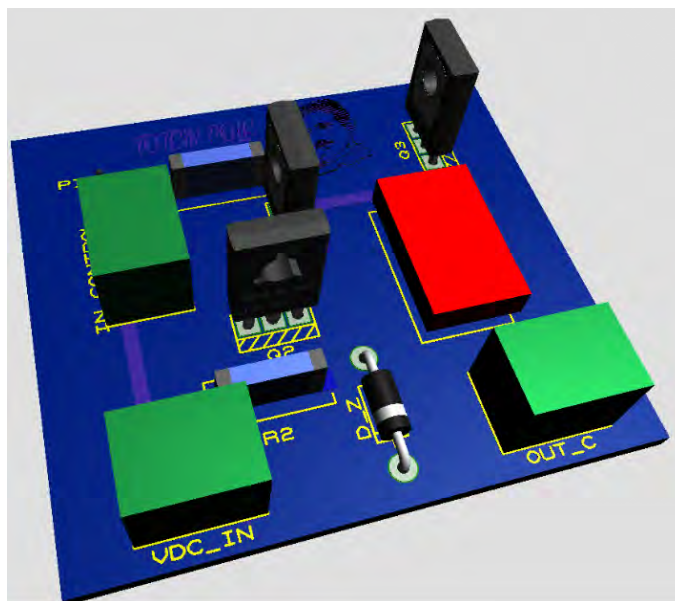


Figura 50. Diseño 3D PCB circuito de control convertidor Flyback.

En esta sección, se exponen los componentes seleccionados para el diseño del convertidor Flyback con puerto de rizo y procesamiento parcial de energía, realizado en el software Altium Designer, tal como se observa en la Figura 46. Este diseño incluye los componentes propuestos descritos a continuación:

- Inductor filtro de entrada RF Choke tipo radial. Bourns NP RL895-102K-RC.
- Capacitor filtro de entrada tipo electrolítico. Panasonic NP EEU-FR1V331.
- MOSFET'S CSD1853KCS Texas Instruments
- Rectificación con puente de diodos COMPLETO. Vishay NP GBU8K-E3/45.
- Resistencias de orificio pasante Axial. YAGEO ¼ Watt
- Transformador Trough Hole. Wurth Elektronik NP 749118205.
- Capacitores electrolíticos de aluminio. Panasonic NP EEUF1V331UB.
- Diodos ultra fast recovery. Semiconductor NP MUR820.
- Optoacoplador de salida. Vishay NP VO618A.

Para la alimentación de las placas de circuito impreso (PCB) asociadas, se utilizaron dos fuentes de energía distintas: una dedicada a la etapa de control y otra a la etapa de potencia. Este enfoque asegura una separación eficaz de las fuentes de alimentación, minimizando las interferencias entre las etapas de control y potencia y optimizando el rendimiento general del sistema. Las hojas de datos correspondientes se muestran en Anexo C.

CAPÍTULO VI

CONCLUSIONES

CAPITULO VI CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

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

6.1 Conclusiones Generales

La presente tesis aborda una problemática clave en el desarrollo de sistemas de iluminación de estado sólido (SSL); la necesidad de fuentes de alimentación eficientes y con una gestión optimizada de la energía para mejorar la durabilidad y la estabilidad de los LED. Los convertidores tradicionales presentan limitaciones significativas, como pérdidas energéticas elevadas y un bajo factor de potencia, que afectan tanto el desempeño del sistema como su conformidad con normativas de eficiencia energética. En este contexto, el estudio y diseño de un convertidor Flyback con puerto de rizo y procesamiento parcial de energía (PPE) surge como una solución innovadora para reducir las pérdidas de potencia, mejorar la calidad de energía entregada y extender la vida útil de los componentes. Las conclusiones de este trabajo destacan las mejoras logradas en la estabilidad de la salida y la regulación del flujo energético, proporcionando un enfoque robusto y eficiente para futuras aplicaciones en iluminación LED.

De acuerdo a las actividades contempladas en este trabajo, se concluyeron satisfactoriamente un 90% del total de las actividades que se tenían planeadas para alcanzar los objetivos específicos de este proyecto, quedando inconclusa la implementación física del circuito. Sin embargo, de acuerdo a los resultados finales obtenidos se puede mencionar que el objetivo general de este trabajo fue alcanzado casi en su totalidad, pues de acuerdo a los resultados de simulación obtenidos, el circuito del convertidor propuesto para la alimentación de lámparas LED opera de manera correcta bajo los parámetros de simulación, aunque es importante realizar pruebas físicas para poder comparar el desempeño real que brinda esta propuesta de diseño y poder comparar con otras topologías. Los resultados obtenidos, son satisfactorios para la aplicación requerida en este trabajo.

Además, con base a los resultados de simulación obtenidos, se concluye que es posible agregar elementos en el diseño del circuito que ayuden a compensar y procesar de manera parcial la energía a la que se somete el capacitor de salida, influyendo en el rizo de corriente. Sin embargo, a pesar de que se obtiene una mejora en el puerto de rizo, es importante tomar en consideración cual es el costo-beneficio al cual se somete el circuito al agregar dispositivos auxiliares como interruptores y elementos capacitivos e inductivos.

Por cuestiones de tiempo la implementación física del circuito propuesto no fue posible de realizar, la causa primordial que desfase los tiempos planificados se debe al desarrollo de la etapa de control para el convertidor, pues existieron diferentes imprevistos en la etapa de diseño y simulación que alargaron los tiempos

que se tenían planeados para poder realizar esta actividad, sin embargo fue posible concluir el diseño del convertidor flyback a través de simulación y desarrollo de sus circuitos PCB.

6.2 Conclusiones Específicas

A través del análisis del comportamiento del circuito podemos mencionar de manera específica que algunos de los beneficios clave del PPE en Convertidores con Puerto de Rizo son:

- Reducción en Pérdidas de Potencia: Al procesar solo una fracción de la energía, el PPE permite que el sistema funcione con menores pérdidas, lo que resulta en una mayor eficiencia total.
- Mejora en la Durabilidad del Sistema: Al reducir la carga sobre los componentes críticos, como capacitores y transistores, el PPE contribuye a la longevidad del sistema de iluminación.
- Optimización del Consumo Energético: En aplicaciones de SSL, el PPE garantiza que la energía se ajuste dinámicamente a la demanda de los LEDs, reduciendo así el consumo innecesario de energía.

Además, el uso del PPE en convertidores flyback es cada vez más común en el diseño de fuentes de alimentación para sistemas de iluminación LED. La implementación de esta tecnología permite a los diseñadores de sistemas alcanzar un equilibrio entre eficiencia energética y reducción de costos al no depender exclusivamente de componentes de alta capacidad o resistencia para gestionar la potencia de salida.

En sistemas convencionales sin PPE, es necesario utilizar capacitores y otros elementos de mayor tamaño para soportar las demandas energéticas del sistema completo. Sin embargo, con el PPE, se pueden emplear componentes de menor tamaño y especificación, ya que el procesamiento energético directo es parcial. Esto permite el diseño de circuitos más compactos, lo cual es particularmente beneficioso en aplicaciones donde el espacio es limitado, como en sistemas de iluminación de estado sólido (SSL) y otros dispositivos electrónicos portátiles.

Optimización de la Vida Útil: La reducción del esfuerzo energético y térmico permite que los convertidores con PPE operen de manera confiable durante períodos de tiempo más prolongados. Esta característica es de gran importancia en sistemas de iluminación LED, donde la vida útil de la fuente de alimentación debe al menos igualar, o incluso superar, la de los LED, para minimizar la necesidad de reemplazos frecuentes.

La implementación de CFP en sistemas de iluminación de estado sólido es crucial por varias razones que impactan directamente la eficiencia y vida útil de los sistemas LED:

- **Mejora en la Calidad de la Energía y Reducción de Interferencias:** La CFP reduce las corrientes armónicas en el sistema, disminuyendo la distorsión armónica total (THD) y mejorando la calidad de la energía suministrada. Esto no solo beneficia al sistema LED en términos de rendimiento, sino que también reduce las interferencias con otros dispositivos electrónicos en la misma red, un aspecto fundamental en aplicaciones industriales y comerciales.
- **Extensión de la Vida Útil de los Componentes:** En sistemas LED, la vida útil del convertidor y de los LED depende en gran medida de la estabilidad de la corriente y el voltaje suministrado. Con una corrección de factor de potencia adecuada, se asegura que las variaciones sean mínimas, evitando el estrés en los componentes y mejorando su durabilidad. Esto es particularmente importante en sistemas SSL, donde la inversión inicial es alta, y una vida útil prolongada de los componentes es económicamente beneficiosa.
- **Reducción del Consumo Energético y Mayor Sostenibilidad:** Dado que el CFP permite un uso más eficiente de la energía, los sistemas LED pueden operar con un menor consumo total, reduciendo su impacto ambiental y promoviendo una iluminación más sostenible. Esto es especialmente relevante en el contexto de sostenibilidad actual, donde las políticas de eficiencia energética fomentan la adopción de sistemas con alta eficiencia.
- **La implementación de técnicas de CFP en sistemas de iluminación LED** representa una solución práctica y efectiva para optimizar la eficiencia, cumplir con normativas de calidad de energía y mejorar la sostenibilidad en aplicaciones de iluminación de estado sólido.

6.3 Trabajos Futuros

Para trabajos futuros, es importante resaltar que el campo del procesamiento parcial de energía y de los circuitos auxiliares ofrece un amplio margen de estudio. Sería recomendable realizar un análisis en distintas áreas de aplicación donde estos

circuitos pudieran generar un mayor impacto, dado que existen diversas combinaciones de configuraciones que podrían adaptarse a distintos usos. Como se mencionó a lo largo de este trabajo, la selección de la configuración adecuada depende de las condiciones de operación y de los objetivos específicos de cada caso de estudio. En el contexto de los sistemas de iluminación con tecnología LED, es evidente que aún queda mucho por investigar en cuanto a sus sistemas de alimentación. Por lo tanto, es crucial explorar alternativas que continúen optimizando la vida útil de estos dispositivos, considerando su potencial para contribuir a la sostenibilidad en el uso de energía renovable y no renovable a nivel global. Aún existen múltiples opciones que deben ser investigadas y aplicadas.

6.4 Producto académico

Como parte de las actividades requeridas para tramites de titulación se desarrolló un artículo publicado en el MDPI para cubrir el requerimiento de la elaboración de un producto académico, a su vez también se tuvo la participación en la Xma Jornada de Ciencia y Tecnología desarrollada en CENIDET, con la exposición de un póster.



Certificate of publication for the article titled:
Assessment of the Current and Voltage Ripples of a Buck Converter as a Driver for LEDs Using a Non-Resistive Model

Authored by:
Roberto Carlos Alvarado-Maldonado; Mario Ponce-Silva; Gregorio Saúl Olivar-Castellanos

Published in:
*Eng*2023, Volume 4, Issue 2, 1377-1392



Figura 51. Certificado publicación artículo MDPI.



EDUCACIÓN
SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO

**EL TECNOLÓGICO NACIONAL DE MÉXICO
A TRAVÉS DEL CENTRO NACIONAL DE INVESTIGACIÓN
Y DESARROLLO TECNOLÓGICO**

OTORGA EL PRESENTE

RECONOCIMIENTO

A

ROBERTO CARLOS ALVARADO MALDONADO

CENIDET

POR LA EXPOSICIÓN DE MANERA PRESENCIAL DEL PÓSTER:
IMPULSOR CON AISLAMIENTO GALVÁNICO PARA MOSFET E IGBT
EN EL MARCO DE LA X JORNADA DE CIENCIA Y TECNOLOGÍA APLICADA, CELEBRADA DEL 26 AL 28
DE ABRIL DE 2023, EN EL TECN/CENIDET

CUERNAVACA, MORELOS, 28 DE ABRIL DE 2023



DR. ARTURO ERNESTO MARES GARDEA
DIRECTOR DEL CENTRO NACIONAL DE INVESTIGACIÓN
Y DESARROLLO TECNOLÓGICO

Sello Digital:

JCYTA050223
<http://coordinancias.cenidet.tecnm.mx>

cenidet
Centro Nacional de Investigación
y Desarrollo Tecnológico

X JORNADA DE
CIENCIA Y
TECNOLOGÍA
APLICADA
CUERNAVACA, MORELOS

**100%
PLÁSTICO**

Figura 52. Reconocimiento exposición en la X Jornada de Ciencia y Tecnología.

REFERENCIAS

REFERENCIAS

- [1] M. Aryosandi, E. Prasetyono, and D. O. Anggriawan, "Application of Cuk Converter for Capacitor-Less Electrolytic on the Light-Emitting Diode Driver with Artificial Neural Network," in *2021 International Conference on Artificial Intelligence and Mechatronics Systems (AIMS)*, 28-30 April 2021 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/AIMS52415.2021.9466086.
- [2] S. Uddin, H. Shareef, A. Mohamed, M. A. Hannan, and K. Mohamed, "LEDs as energy efficient lighting systems: A detail review," in *2011 IEEE Student Conference on Research and Development*, 19-20 Dec. 2011 2011, pp. 468-472, doi: 10.1109/SCoReD.2011.6148785.
- [3] A. Zeghoudi, A. Bendaoud, L. Canale, and D. Lucache, "Comparative Study of Electromagnetic Disturbances between Single-Stage and Two-Stages AC/DC Boost Flyback Converters for LED Lighting Applications," in *2023 10th International Conference on Modern Power Systems (MPS)*, 21-23 June 2023 2023, pp. 01-05, doi: 10.1109/MPS58874.2023.10187534.
- [4] S. M. Shyni, J. Simon, W. A. Memala, and C. Bhuvaneswari, "Implementation of Integrated SEPIC-Flyback Converter for LED Drive with Efficient Power Factor," in *2020 4th International Conference on Electronics, Communication and Aerospace Technology (ICECA)*, 5-7 Nov. 2020 2020, pp. 385-389, doi: 10.1109/ICECA49313.2020.9297396.
- [5] W. Liu and W. Lin, "Research on a Smart LED Lighting Based on Improved Flyback Driver," in *2019 16th China International Forum on Solid State Lighting & 2019 International Forum on Wide Bandgap Semiconductors China (SSLChina: IFWS)*, 25-27 Nov. 2019 2019, pp. 264-268, doi: 10.1109/SSLChinaIFWS49075.2019.9019784.
- [6] S. H. Kang, H. Nguyen, D. Maksimović, and I. Cohen, "Efficiency characterization and optimization in flyback DC-DC converters," in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 12-16 Sept. 2010 2010, pp. 527-534, doi: 10.1109/ECCE.2010.5617976.
- [7] J. Zhang, X. Huang, X. Wu, and Z. Qian, "A High Efficiency Flyback Converter With New Active Clamp Technique," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 7, pp. 1775-1785, 2010, doi: 10.1109/TPEL.2010.2042302.
- [8] A. De Almeida, B. Santos, B. Paolo, and M. Quicheron, "Solid state lighting review – Potential and challenges in Europe," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 34, pp. 30-48, 2014/06/01/ 2014, doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2014.02.029>.
- [9] M. M. Omran, V. Aziz, and K. Youssef, "Energy Efficient Lighting System," in *2019 21st International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, 17-19 Dec. 2019 2019, pp. 307-310, doi: 10.1109/MEPCON47431.2019.9008179.

- [10] A. Pollock, H. Pollock, and C. Pollock, "High Efficiency LED Power Supply," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 3, pp. 617-623, 2015, doi: 10.1109/JESTPE.2015.2430621.
- [11] J. W. Kim, J. M. Choe, and J. S. Lai, "Forward-flyback converter for LED driving with reduced number of components," in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 1-5 Oct. 2017 2017, pp. 3684-3687, doi: 10.1109/ECCE.2017.8096652.
- [12] J. Li, T. s. Yan, C. y. Feng, and H. Yue, "Flicker-Free LED Driver Based on Tapped Inductor Boost-Flyback PFC Converter," in *2023 Panda Forum on Power and Energy (PandaFPE)*, 27-30 April 2023 2023, pp. 538-543, doi: 10.1109/PandaFPE57779.2023.10141051.
- [13] A. Ali, J. Lange, A. Elrayyah, Y. Sozer, J. A. D. Abreu-Garcia, and A. Mpanda, "A hybrid flyback LED driver with utility grid and renewable energy interface," in *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 4-8 March 2018 2018, pp. 3377-3384, doi: 10.1109/APEC.2018.8341588.
- [14] M. T. Kuo, M. C. Tsou, and S. D. Lu, "Single-stage flyback AC-DC converters of high energy efficiency for commercial LED dimming systems," in *2017 IEEE/IAS 53rd Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference (I&CPS)*, 6-11 May 2017 2017, pp. 1-8, doi: 10.1109/ICPS.2017.7945100.
- [15] G. Z. Abdelmessih, J. M. Alonso, W. T. Tsai, and M. A. D. Costa, "High-Efficient High-Power-Factor Off-Line LED Driver based on Integrated Buck and Boost Converter," in *2019 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 29 Sept.-3 Oct. 2019 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/IAS.2019.8912367.
- [16] H. F. Chinchero and J. M. Alonso, "Review on DC-DC SIMO Converters with Parallel Configuration for LED Lighting Control," in *2020 IEEE ANDESCON*, 13-16 Oct. 2020 2020, pp. 1-7, doi: 10.1109/ANDESCON50619.2020.9272083.
- [17] G. Z. Abdelmessih, J. M. Alonso, N. d. S. Spode, and M. A. D. Costa, "High-Efficient Electrolytic-Capacitor-Less Offline LED Driver With Reduced Power Processing," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 2, pp. 1804-1815, 2022, doi: 10.1109/TPEL.2021.3108137.
- [18] P. T. Krein, R. S. Balog, and M. Mirjafari, "Minimum Energy and Capacitance Requirements for Single-Phase Inverters and Rectifiers Using a Ripple Port," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4690-4698, 2012, doi: 10.1109/TPEL.2012.2186640.
- [19] Z. Zhang, Z. Fang, Y. Xia, H. Dong, and H. Yue, "Control Strategy of Electrolytic Capacitor-Less Multi-port Converter for Suppressing the Influences of Low-Frequency DC-Link Current Ripple," in *2022 4th International Conference on Smart Power & Internet Energy Systems (SPIES)*, 9-12 Dec. 2022 2022, pp. 234-238, doi: 10.1109/SPIES55999.2022.10082106.
- [20] U. Jagadeesh, R. Chinthamalla, and M. Kuraganti, "Novel Isolated Two Port High Efficient Electrolytic Capacitor Less Led Driver," in *2023 14th International Conference on Computing Communication and*

- Networking Technologies (ICCCNT)*, 6-8 July 2023 2023, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICCCNT56998.2023.10307877.
- [21] S. Zhao, X. Ge, X. Wu, J. Zhang, and H. Zhang, "Analysis and design considerations of two-stage AC-DC LED driver without electrolytic capacitor," in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 14-18 Sept. 2014 2014, pp. 2606-2610, doi: 10.1109/ECCE.2014.6953750.
 - [22] Z. Shan, X. Chen, J. Jatskevich, and C. K. Tse, "AC-DC LED Driver With an Additional Active Rectifier and a Unidirectional Auxiliary Circuit for AC Power Ripple Isolation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 1, pp. 685-699, 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2812223.
 - [23] M. C. Mira, Z. Zhang, and A. E. M. Andersen, "Analysis and Comparison of dc/dc Topologies in Partial Power Processing Configuration for Energy Storage Systems," in *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, 20-24 May 2018 2018, pp. 1351-1357, doi: 10.23919/IPEC.2018.8507937.
 - [24] H. Beiranvand, F. Hoffmann, F. Hahn, and M. Liserre, "Impact of Partial Power Processing Dual-Active Bridge Converter on Li-ion Battery Storage Systems," in *2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 10-14 Oct. 2021 2021, pp. 538-545, doi: 10.1109/ECCE47101.2021.9595694.
 - [25] D. D. Kumar, B. Challa, and P. Ponnambalam, "A Flyback Partial Power Processing Converter based Solar PV Systems Interfacing the Grid," in *2019 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT)*, 22-23 March 2019 2019, vol. 1, pp. 1-4, doi: 10.1109/i-PACT44901.2019.8960045.
 - [26] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, 2nd ed. Boston: Kluwer Academic, 2001.
 - [27] P. Granello, T. B. Soeiro, N. H. v. d. Blij, and P. Bauer, "Revisiting the Partial Power Processing Concept: Case Study of a 5-kW 99.11% Efficient Flyback Converter-Based Battery Charger," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 8, no. 3, pp. 3934-3945, 2022, doi: 10.1109/TTE.2022.3170286.
 - [28] J. H. Park and H. D. Yoon, "LED driver with self-optimized channel voltage: A switch-mode voltage regulator optimizes an active current regulator for a LED driver," in *2009 International SoC Design Conference (ISOCC)*, 22-24 Nov. 2009 2009, pp. 516-519, doi: 10.1109/SOCCDC.2009.5423828.
 - [29] S. Pervaiz, A. Kumar, and K. K. Afridi, "A Compact Electrolytic-Free Two-Stage Universal Input Offline LED Driver With Volume-Optimized SSC Energy Buffer," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 3, pp. 1116-1130, 2018, doi: 10.1109/JESTPE.2018.2818737.
 - [30] L. Jia, D. Fang, and Y. F. Liu, "Control scheme for decoupling auxiliary power supply in dimmable LED drivers," in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 14-18 Sept. 2014 2014, pp. 5257-5264, doi: 10.1109/ECCE.2014.6954122.
 - [31] J. R. R. Zientarski, M. L. d. S. Martins, J. R. Pinheiro, and H. L. Hey, "Evaluation of Power Processing in Series-Connected Partial-Power Converters," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, no. 1, pp. 343-352, 2019, doi: 10.1109/JESTPE.2018.2869370.

- [32] H. Y. Li and L. K. Chang, "A single stage single switch parallel AC/DC converter based on two output boost-flyback converter," in *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 18-22 June 2006 2006, pp. 1-7, doi: 10.1109/pesc.2006.1712147.
- [33] J. H. Park and K. T. Kim, "Multi-output differential power processing system using boost-flyback converter for voltage balancing," in *2017 International Conference on Recent Advances in Signal Processing, Telecommunications & Computing (SigTelCom)*, 9-11 Jan. 2017 2017, pp. 139-142, doi: 10.1109/SIGTELCOM.2017.7849811.
- [34] H. Jeong, S. Park, J. H. Jung, T. Kim, A. R. Kim, and K. A. Kim, "Segmented Differential Power Processing Converter Unit and Control Algorithm for Photovoltaic Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 7, pp. 7797-7809, 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3044417.
- [35] H. Y. Li and H. C. Chen, "Dynamic Modeling and Controller Design for a Single-Stage Single-Switch Parallel Boost-Flyback-Flyback Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 816-827, 2012, doi: 10.1109/TPEL.2010.2098049.
- [36] T. Halder, "Power factor improvement of the flyback converters using the leakage energy recovery technique," in *2015 International Conference on Energy, Power and Environment: Towards Sustainable Growth (ICEPE)*, 12-13 June 2015 2015, pp. 1-6, doi: 10.1109/EPETSG.2015.7510160.
- [37] X. Sun, X. He, H. Wang, F. Wang, F. Zhuo, and H. Yi, "Analysis and Comparison of Partial Power Processing Based DC-DC Converters in Renewable Energy Application," in *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, 4-7 Nov. 2018 2018, pp. 1-5, doi: 10.1109/PEAC.2018.8590420.
- [38] O. Abdel-Rahim, A. Chub, A. Blinov, and D. Vinnikov, "Series Buck-Boost Partial Power Converter based on the Push-Pull converter," in *IECON 2022 – 48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 17-20 Oct. 2022 2022, pp. 1-5, doi: 10.1109/IECON49645.2022.9968574.
- [39] Y. Liu and G. Chen, "A Partial Power Processing Buck-Boost DC-DC Converter without Polarity Reversal," in *IECON 2023- 49th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 16-19 Oct. 2023 2023, pp. 1-6, doi: 10.1109/IECON51785.2023.10311860.
- [40] J. Wang, K. Sun, C. Xue, T. Liu, and Y. Li, "Multi-Port DC-AC Converter With Differential Power Processing DC-DC Converter and Flexible Power Control for Battery ESS Integrated PV Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 5, pp. 4879-4889, 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3080198.
- [41] M. Fakhri, A. Abosnina, G. Moschopoulos, and S. Mohammadsalehian, "Novel Two-Stage AC-DC Power Converter with Partial Single-Stage Power Processing," in *2023 IEEE 14th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, 7-10 Aug. 2023 2023, pp. 1-6, doi: 10.1109/PEDS57185.2023.10246762.
- [42] L. Zheng, R. P. Kandula, and D. Divan, "Multiport Power Management Method with Partial Power Processing in a MV Solid-State Transformer for PV, Storage, and Fast-Charging EV Integration," in

- 2020 *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 11-15 Oct. 2020 2020, pp. 334-340, doi: 10.1109/ECCE44975.2020.9235735.
- [43] I. Lopušina and P. Grbović, "Comparative Analysis of Input-Series-Output-Series Partial Power Rated DC to DC Converters," in *2021 21st International Symposium on Power Electronics (Ee)*, 27-30 Oct. 2021 2021, pp. 1-7, doi: 10.1109/Ee53374.2021.9628218.
 - [44] S. Gangavarapu and A. K. Rathore, "Analysis and Design of Three Phase Single Stage Isolated Flyback Based PFC Converter with a Novel Clamping Circuit," in *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 17-21 March 2019 2019, pp. 1910-1917, doi: 10.1109/APEC.2019.8722173.
 - [45] R. Kushwaha, V. Khadkikar, S. Singh, H. H. Zeineldin, R. Mizouni, and H. Otrok, "An Efficient Three-Port Partial Power Converter based EV On-board Fast Charger," in *2022 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 14-17 Dec. 2022 2022, pp. 1-6, doi: 10.1109/PEDES56012.2022.10080032.
 - [46] V. F. Pires, J. F. Martins, and J. F. Silva, "A Single Stage Flyback PFC Converter for Testing Distance Relay Systems," in *2007 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 27-30 Nov. 2007 2007, pp. 1748-1752, doi: 10.1109/PEDS.2007.4487945.
 - [47] F. Zhang and J. Xu, "A Novel PCCM Boost PFC Converter With Fast Dynamic Response," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 4207-4216, 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2098368.
 - [48] A. Jha and B. Singh, "Bridgeless buck-boost PFC converter for multistring LED driver," in *2017 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1-5 Oct. 2017 2017, pp. 1-8, doi: 10.1109/IAS.2017.8101800.
 - [49] B. Gandhi and M. Ezhilmaran, "Achieving high input power factor for DCM boost PFC converters by controlling variable duty cycle," in *2013 International Conference on Computation of Power, Energy, Information and Communication (ICCPEIC)*, 17-18 April 2013 2013, pp. 18-20, doi: 10.1109/ICCPEIC.2013.6778514.
 - [50] Y. Kawaguchi *et al.*, "A comparative evaluation of DCM control and CCM control for soft-switching PFC converter," in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 7-10 Nov. 2010 2010, pp. 250-255, doi: 10.1109/IECON.2010.5675018.
 - [51] A. Gupta, A. Panwar, S. K. Sahoo, and I. J. Raglend, "A CCM/DCM Hybrid Control Scheme for Single Channel Boost PFC Converter to Improve Power Quality," in *2019 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT)*, 22-23 March 2019 2019, vol. 1, pp. 1-5, doi: 10.1109/i-PACT44901.2019.8960037.
 - [52] W. Fa-Qiang, M. Xi-Kui, and Z. Hao, "Effect of the input filter on the low frequency stability of a Boost PFC converter: Theoretical analysis, simulation and experiment," in *2011 International Conference on*

- Electronics, Communications and Control (ICECC)*, 9-11 Sept. 2011 2011, pp. 4264-4270, doi: 10.1109/ICECC.2011.6067881.
- [53] Y. T. Lin and Y. Y. Tzou, "Digital control of boost PFC AC/DC converters with low THD and fast dynamic response," in *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 17-20 May 2009 2009, pp. 1672-1677, doi: 10.1109/IPEMC.2009.5157660.
- [54] P. Lall, P. Sakalaukus, and L. Davis, "Reliability of solid-state lighting electrical drivers subjected to WHTOL accelerated aging," in *Fourteenth Intersociety Conference on Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems (ITherm)*, 27-30 May 2014 2014, pp. 1164-1170, doi: 10.1109/ITHERM.2014.6892411.
- [55] C. S. Yeh, L. Zhang, J. M. Choe, C. W. Chen, O. Yu, and J. S. Lai, "Light-load efficiency improvement for LLC converter with synchronous rectification in solid-state transformer application," in *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 4-8 March 2018 2018, pp. 2142-2147, doi: 10.1109/APEC.2018.8341313.
- [56] I. H. Cudas, C. S. Postiglione, C. B. Nascimento, and A. J. Perin, "A single-stage PFC converter for Solid-State Lighting applications," in *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 3-5 Nov. 2009 2009, pp. 3490-3493, doi: 10.1109/IECON.2009.5415174.
- [57] G. H. H. Molina and J. C. Gómez, "Design and evaluation of a 28W solid state lighting system," in *2014 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, 5-7 Nov. 2014 2014, pp. 1-6, doi: 10.1109/ROPEC.2014.7036286.
- [58] Y. yisheng, "A new PFC converter with reduced output bus capacitors," in *The 2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*, 16-18 June 2010 2010, pp. 229-231, doi: 10.1109/PEDG.2010.5545904.
- [59] A. K. Chauhan, M. Raghuram, and S. K. Singh, "Extended boost three phase matrix converter using switched capacitor topology having buck boost ability," in *2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 14-17 Dec. 2016 2016, pp. 1-4, doi: 10.1109/PEDES.2016.7914375.
- [60] W. Xie and K. Smedley, "General Full-Range Regulation Method for Resonant Switched-Capacitor Converters," in *2022 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, 4-7 Nov. 2022 2022, pp. 1025-1029, doi: 10.1109/PEAC56338.2022.9959494.
- [61] S. Dong, H. Jin, M. Miao, J. Wu, and J. J. Liou, "Novel Capacitance Coupling Complementary Dual-Direction SCR for High-Voltage ESD," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 33, no. 5, pp. 640-642, 2012, doi: 10.1109/LED.2012.2188015.
- [62] D. Camponogara, D. R. Vargas, M. A. D. Costa, J. M. Alonso, J. Garcia, and T. Marchesan, "Capacitance Reduction With An Optimized Converter Connection Applied to LED Drivers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 1, pp. 184-192, 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2327591.

- [63] S. K. Maddula and J. C. Balda, "Lifetime of Electrolytic Capacitors in Regenerative Induction Motor Drives," in *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, 16-16 June 2005 2005, pp. 153-159, doi: 10.1109/PESC.2005.1581617.
- [64] H. J. Chiu, Y. K. Lo, J. T. Chen, S. J. Cheng, C. Y. Lin, and S. C. Mou, "A High-Efficiency Dimmable LED Driver for Low-Power Lighting Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 2, pp. 735-743, 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2027251.
- [65] D. Salazar-Pérez, M. Ponce-Silva, J. A. Aquí-Tapia, J. García-Guzmán, and J. H. Pérez-Cruz, "Effects of the LED modelling on the output capacitance of power converters," *IET Power Electronics*, vol. 13, no. 15, pp. 3467-3474, 2020/11/01 2020, doi: <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2020.0181>.
- [66] S.-P. Daniel, P.-S. Mario, A. Jose Marcos, A.-T. Juan Antonio, and C.-G. Claudia, "A Novel High-Power-Factor Electrolytic-Capacitorless LED Driver Based on Ripple Port," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2021, doi: 10.1109/jestpe.2021.3066145.
- [67] F. Wang, L. Li, Y. Zhong, and X. Shu, "Flyback-Based Three-Port Topologies for Electrolytic Capacitor-Less LED Drivers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 7, pp. 5818-5827, 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2677303.
- [68] S. Wang, X. Ruan, K. Yao, S. C. Tan, Y. Yang, and Z. Ye, "A Flicker-Free Electrolytic Capacitor-Less AC–DC LED Driver," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4540-4548, 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2180026.
- [69] R. Faraji, H. Farzanehfard, G. Kampitsis, M. Mattavelli, E. Mاتيoli, and M. Esteki, "Fully Soft-Switched High Step-Up Nonisolated Three-Port DC–DC Converter Using GaN HEMTs," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 10, pp. 8371-8380, 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2944068.
- [70] H. Tian, G. Liang, and Y. Xia, "Three-port Network for Single-Stage Bridgeless LED Driver with Power Pulsation Decoupling Capability," in *2020 IEEE 1st China International Youth Conference on Electrical Engineering (CIYCEE)*, 1-4 Nov. 2020 2020, pp. 1-7, doi: 10.1109/CIYCEE49808.2020.9332693.
- [71] Z. Chen, Q. Wu, M. Li, Y. Xu, and Q. Wang, "A three-port DC-DC converter with low frequency current ripple reduction technique," in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 15-19 March 2015 2015, pp. 2069-2074, doi: 10.1109/APEC.2015.7104634.
- [72] A. Jha and B. Singh, "A bridgeless boost PFC converter fed LED driver for high power factor and low THD," in *2018 IEEMA Engineer Infinite Conference (eTechNxT)*, 13-14 March 2018 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/ETECHNXT.2018.8385333.

ANEXOS

ANEXO A

La ecuación de Shockley describe la relación entre la corriente (i) y el voltaje (V) en un diodo como se muestra en la siguiente ecuación:

$$i = I_s \left(e^{\frac{V}{nV_T}} - 1 \right)$$

Donde:

I_s : Corriente de saturación inversa.

n : Factor de idealidad.

V_T = Tensión térmica, con k como la constante de Boltzmann, T la temperatura en Kelvins y q la carga elemental.

La resistencia de pequeña señal (R) se define como la derivada del voltaje respecto a la corriente:

$$R = \frac{dV}{di}$$

Calculando esta derivada a partir de la ecuación de Shockley:

$$R = \frac{nV_T}{i}$$

La energía de banda prohibida (E) está relacionada con la caída de voltaje en el LED. Para un LED de silicio, por ejemplo, E es aproximadamente 1.1 eV.

Considerando la caída de voltaje en el LED debido a la energía de banda prohibida y la resistencia de pequeña señal, el voltaje total (V) se expresa como:

$$V = iR + \frac{E}{q}$$

Sustituyendo $R = \frac{nV_T}{i}$

$$V = i \frac{nV_T}{i} + \frac{E}{q} = nV_T + \frac{E}{q}$$

Para incorporar el termino logarítmico, se utiliza la ecuación de Shockley para despejar V:

$$V = nV_T \ln\left(\frac{i}{I_s} + 1\right)$$

Aproximando para corrientes i mucho mayores que I_s se tiene:

$$V \approx nV_T \ln\left(\frac{i}{I_s}\right)$$

Agrupando los términos se obtiene se obtiene la ecuación:

$$V = (iR) + \frac{E}{q} + \left(\frac{nkT}{q}\right) \ln\left(\frac{i}{C}\right)$$

ANEXO B

El análisis por superposición para cada componente es posible mientras el voltaje en el lado secundario sea mayor que el modelo de voltaje del LED (V_{th}) de modo que el diodo D_1 siempre esté conduciendo y se cumpla el criterio de linealidad.

La expresión para la tensión de salida instantánea (v_o) en estado estable se muestran en las siguientes expresiones:

$$v_o = V_o + v_{o_AC} = V_o + V_{ac} \sin(2\omega t + \phi)$$

$$V_o = V_{th} + \bar{I} R_{LED}$$

$$V_{ac} = \bar{I} \frac{R_{LED}}{\sqrt{1 + (\omega C R_{LED})^2}}$$

$$\phi = \tan^{-1}(-\omega C R_{LED}) - 90^\circ$$

Y la ecuación para la corriente (i_o) se puede determinar cómo:

$$i_o = I_o + i_{o_AC} = I_o + I_{ac} \sin(2\omega t + \phi)$$

$$I_o = \bar{I} = \frac{V_o - V_{th}}{R_{LED}}$$

$$I_{ac} = \frac{\bar{I}}{\sqrt{1 + (\omega C R_{LED})^2}}$$

$$\phi = \tan^{-1}(-\omega C R_{LED}) - 90^\circ$$

Para asegurar un rendimiento adecuado del LED, se recomienda tomar como límite más alto de diseño un porcentaje de ondulación de corriente del 50%. El porcentaje de rizo de corriente de salida ($r\%_i$) se define en (a) y el porcentaje de rizo de voltaje de salida ($r\%_v$) se puede expresar como (b).

$$r\%_i = \frac{2I_{ac}}{I_o} * 100 = \frac{2}{\sqrt{1 + (\omega CR_{LED})^2}} * 100 \quad (a)$$

$$r\%_v = \frac{2V_{ac}}{V_o} * 100 = \frac{2}{\sqrt{1 + (\omega CR_{LED})^2}} \frac{\bar{I}R_{LED}}{V_{th} + \bar{I}R_{LED}} * 100 \quad (b)$$

Como puede observarse en las expresiones, los rizados de corriente y voltaje son muy diferentes; esto se debe al hecho de que el voltaje de umbral del LED aumenta el componente de CD del voltaje de salida. Con el fin de cuantificar las consecuencias de esta diferencia, un nuevo parámetro llamado relación de ondulación k_r es propuesto. Este parámetro es la relación entre los rizados de la corriente de salida y de voltaje, como se define en (c). Dado que el voltaje de salida V_o siempre debe ser mayor que el voltaje de umbral del LED V_{th} , después k_r siempre será mayor que 1. Esto significa que el rizo de corriente siempre será mayor que el rizo de tensión.

$$k_r = \frac{r\%_i}{r\%_v} = \frac{1}{1 - \frac{V_{th}}{V_o}} \quad (c)$$

De (c) es posible calcular la capacitancia de salida C en función del porcentaje de rizo de corriente, como se muestra en (d). Sin embargo, el problema real con un capacitor de filtro no es el valor de la capacitancia, sino la cantidad de energía almacenada. Por lo tanto, es importante determinar este parámetro para poder comparar entre diferentes estrategias de reducción de capacitancia. En el convertidor flyback, la energía almacenada por el condensador de salida (E_c) se puede obtener usando el voltaje de salida expresando en (a), como se muestra en (e).

$$C = \frac{\sqrt{\left(\frac{200}{r\%_i}\right)^2 - 1}}{\omega R_{LED}} \quad (d)$$

$$E_c = \frac{C * \left(\bar{I}R_{LED} + V_{th} + \frac{\bar{I}R_{LED}}{\sqrt{1 + (\omega CR_{LED})^2}} \right)^2}{2} \quad (e)$$

Una vez que se tienen caracterizadas las ecuaciones que nos permiten calcular la energía total que se tiene que almacenar en la capacitancia a implementar, se puede hacer uso de distintos circuitos auxiliares para compensar esta energía, tomando en consideración las ecuaciones descritas con anterioridad para poder determinar los valores de los componentes a implementar.

Anexo C

A continuación, se muestran las hojas de datos de los componentes seleccionados en la caracterización para la manufactura del diseño del convertidor Flyback:

Inductor filtro de entrada RF Choke tipo radial. Bourns NP RL895-102K-RC



Features

- Formerly J.W. Miller* model
- Current rating up to 2.6 A
- Inductance range: 10 μ H to 47,000 μ H
- RoHS compliant*

Applications

- DC/DC converters
- Power supplies
- Desktop notebooks
- Output chokes

RL895 Series - Radial Lead RF Choke

Electrical Specifications (@ 25 °C)

Part Number	Inductance (μ H)	Tol.	Q (Min.)	Test Frequency		SRF (MHz) Typ.	DCR (Ω) Max.	I dc (mA)
				L	Q			
RL895-100M-RC	10	$\pm 20\%$	40	2.52 MHz	2.52 MHz	14	0.04	2800
RL895-120M-RC	12	$\pm 20\%$	40	2.52 MHz	2.52 MHz	13	0.04	2800
RL895-150K-RC	15	$\pm 10\%$	40	2.52 MHz	2.52 MHz	11	0.05	2100
RL895-180K-RC	18	$\pm 10\%$	40	2.52 MHz	2.52 MHz	10	0.05	2000
RL895-220K-RC	22	$\pm 10\%$	40	2.52 MHz	2.52 MHz	9.0	0.06	1700
RL895-270K-RC	27	$\pm 10\%$	40	2.52 MHz	2.52 MHz	8.0	0.06	1600
RL895-330K-RC	33	$\pm 10\%$	40	2.52 MHz	2.52 MHz	7.0	0.07	1400
RL895-390K-RC	39	$\pm 10\%$	40	2.52 MHz	2.52 MHz	6.5	0.08	1400
RL895-470K-RC	47	$\pm 10\%$	40	2.52 MHz	2.52 MHz	6.0	0.10	1300
RL895-560K-RC	56	$\pm 10\%$	30	2.52 MHz	2.52 MHz	5.5	0.11	1200
RL895-680K-RC	68	$\pm 10\%$	30	2.52 MHz	2.52 MHz	5.0	0.14	1100
RL895-820K-RC	82	$\pm 10\%$	30	2.52 MHz	2.52 MHz	4.5	0.16	1000
RL895-101K-RC	100	$\pm 10\%$	25	1.0 KHz	796 KHz	4.0	0.19	900
RL895-121K-RC	120	$\pm 10\%$	25	1.0 KHz	796 KHz	3.8	0.22	820
RL895-151K-RC	150	$\pm 10\%$	25	1.0 KHz	796 KHz	3.5	0.27	740
RL895-181K-RC	180	$\pm 10\%$	25	1.0 KHz	796 KHz	3.0	0.31	710
RL895-221K-RC	220	$\pm 10\%$	25	1.0 KHz	796 KHz	2.8	0.38	640
RL895-271K-RC	270	$\pm 10\%$	25	1.0 KHz	796 KHz	2.4	0.53	570
RL895-331K-RC	330	$\pm 10\%$	20	1.0 KHz	796 KHz	2.2	0.61	510
RL895-391K-RC	390	$\pm 10\%$	20	1.0 KHz	796 KHz	2.1	0.69	480
RL895-471K-RC	470	$\pm 10\%$	15	1.0 KHz	796 KHz	2.0	0.89	430
RL895-551K-RC	550	$\pm 10\%$	15	1.0 KHz	796 KHz	1.8	1.01	400
RL895-681K-RC	680	$\pm 10\%$	15	1.0 KHz	796 KHz	1.5	1.18	350
RL895-821K-RC	820	$\pm 10\%$	15	1.0 KHz	796 KHz	1.4	1.57	320
RL895-102K-RC	1000	$\pm 10\%$	40	1.0 KHz	252 KHz	1.3	1.84	300
RL895-122K-RC	1200	$\pm 10\%$	40	1.0 KHz	252 KHz	1.2	2.10	270
RL895-152K-RC	1500	$\pm 10\%$	45	1.0 KHz	252 KHz	1.0	2.80	230
RL895-182K-RC	1800	$\pm 10\%$	45	1.0 KHz	252 KHz	0.90	3.21	210
RL895-222K-RC	2200	$\pm 10\%$	45	1.0 KHz	252 KHz	0.80	4.21	190
RL895-272K-RC	2700	$\pm 10\%$	45	1.0 KHz	252 KHz	0.78	4.94	170
RL895-332K-RC	3300	$\pm 10\%$	45	1.0 KHz	252 KHz	0.70	6.16	150
RL895-392K-RC	3900	$\pm 10\%$	45	1.0 KHz	252 KHz	0.65	6.84	140
RL895-472K-RC	4700	$\pm 10\%$	45	1.0 KHz	252 KHz	0.60	7.89	130
RL895-562K-RC	5600	$\pm 10\%$	50	1.0 KHz	252 KHz	0.55	11.5	120

General Specifications

Rated Current..... Inductance drop 10 %
 Operating Temperature..... -40 °C to +125 °C
 Storage Temperature..... -40 °C to +125 °C
 Moisture Sensitivity Level..... 1
 ESD Classification (HBM)..... N/A

Materials

Core Material..... Ferrite
 Wire..... Enameled copper
 Terminal Coating..... Sn/Ag/Cu alloy

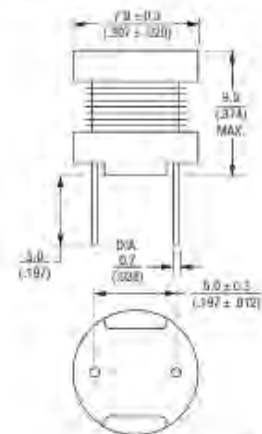
Marking

..... Value code on top of inductor

Packaging

Standard..... 100 pcs. per tray

Product Dimensions



- Capacitor filtro de entrada tipo electrolítico. Panasonic NP EEU-FR1V331.

Panasonic
INDUSTRY

Aluminum Electrolytic Capacitors

Radial Lead Type

FR-A series



Features

- Endurance : 105 °C: 5000 h to 10000 h
- Low ESR (Same as FM Series)
- RoHS compliant

Country of origin

- Malaysia

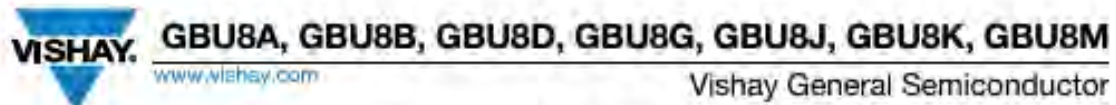
Specifications

Category temp. range	-40 ℃ to +105 ℃										
Rated voltage range	6.3 V to 100 V										
Capacitance range	4.7 μF to 8200 μF										
Capacitance tolerance	±20 % (120 Hz / +20℃)										
Leakage current	I ≤ 0.01 CV (μA) After 2 minutes										
Dissipation factor (tan δ)	Rated voltage (V)	6.3	10	16	25	35	50	63	100	(120 Hz / +20℃)	
	Dissipation factor (tan δ)	0.22	0.19	0.16	0.14	0.12	0.10	0.09	0.08		
Endurance	For capacitance value ≥ 1000 μF, add 0.02 per every 1000 μF.										
	After following life test with DC voltage and +105 ℃±2 ℃ ripple current value applied (The sum of DC and ripple peak voltage shall not exceed the rated working voltage) when the capacitors are restored to 20 ℃, the capacitors shall meet the limits specified below.										
	Duration										
	ø5×11, ø6.3×11.2 : 5000 h										
	ø8×11.5, ø10×12.5 : 6000 h (* Only EEUFR1V331U (ø10×12.5) 5000 h)										
	ø8×15, ø10×16 : 8000 h, ø8×20 : 9000 h										
	ø10×20 to ø10×25, ø12.5×20 to ø12.5×35, ø16×20 to ø16×25 : 10000 h										
	Capacitance change		Within ±25 % of the initial value (6.3 V to 10 V : ±30 %)								
	Dissipation factor (tan δ)		≤ 200 % of the initial limit								
	DC leakage current		Within the initial limit								
Shelf life	After storage for 1000 h at +105 ℃±2 ℃ with no voltage applied and then being stabilized at +20 ℃, capacitors shall meet the limits specified in endurance. (With voltage treatment)										

Frequency correction factor for ripple current

Cap. (µF)	Freq. (Hz)				
	60	120	1 k	10 k	100 k
4.7 to 33	0.45	0.55	0.75	0.90	1.00
47 to 330	0.60	0.70	0.85	0.95	1.00
390 to 1000	0.65	0.75	0.90	0.98	1.00
1200 to 8200	0.75	0.80	0.95	1.00	1.00

- Rectificación con puente de diodos COMPLETO. Vishay NP GBU8K-E3/45



Glass Passivated Single-Phase Bridge Rectifier



FEATURES

- UL recognition file number E54214
- Ideal for printed circuit boards
- High surge current capability
- High case dielectric strength of 1500 V_{RMS}
- Solder dip 275 °C max. 10 s, per JESD 22-B106
- Material categorization: for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc938912



LINKS TO ADDITIONAL RESOURCES



TYPICAL APPLICATIONS

General purpose use in AC/DC bridge full wave rectification for monitor, TV, printer, power supply, switching mode power supply, adapter, audio equipment, and home appliances applications.

PRIMARY CHARACTERISTICS

I_{AV}	8.0 A
V_{RRM}	50 V, 100 V, 200 V, 400 V, 600 V, 800 V, 1000 V
I_{FSM}	200 A
I_{FS}	5 μ A
V_F at $I_F = 8.0$ A	1.0 V
T_J max.	150 °C
Package	GBU
Circuit configuration	Inline

MECHANICAL DATA

Case: GBU
Molding compound meets UL 94 V-0 flammability rating
Base P/N-E3 - RoHS-compliant, commercial grade
Base P/N-M3 - halogen-free, RoHS-compliant, and commercial grade

Terminals: matte tin plated leads, solderable per J-STD-002 and JESD 22-B102

E3 and M3 suffix meet JESD 201 class 1A whisker test

Polarity: as marked on body

Mounting Torque: 10 cm·kg (8.8 inches·lbs) max.

Recommended Torque: 5.7 cm·kg (5 inches·lbs)

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25$ °C unless otherwise noted)

PARAMETER	SYMBOL	GBU8A	GBU8B	GBU8D	GBU8G	GBU8J	GBU8K	GBU8M	UNIT
Maximum repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum RMS voltage	V_{RMS}	35	70	140	280	420	560	700	V
Maximum DC blocking voltage	V_{DC}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum average forward rectified output current at $T_C = 60\text{ }^{\circ}\text{C}$ $T_A = 40\text{ }^{\circ}\text{C}$	$I_{FAV}^{(R)}$ $I_{FAV}^{(R)}$	8.0 3.9							A
Peak forward surge current single sine-wave super-imposed on rated load	I_{FSM}	200							A
Rating for fusing ($t < 8.3\text{ ms}$)	I_{FT}	186							A ² s
Operating junction and storage temperature range	T_J, T_{STG}	-55 to +150							$^{\circ}\text{C}$



CSD18534KCS 60V N-Channel NexFET™ Power MOSFET

1 Features

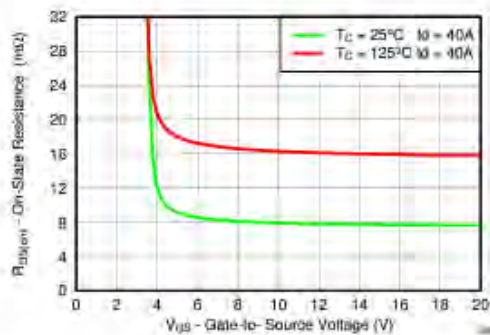
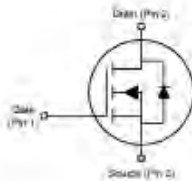
- Ultra-low Q_g and Q_{gd}
- Low thermal resistance
- Avalanche rated
- Logic level
- Pb-Free terminal plating
- RoHS compliant
- Halogen free
- TO-220 plastic package

2 Applications

- DC-DC conversion
- Secondary side synchronous rectifier
- Motor control

3 Description

This 7.6mΩ, 60V TO-220 NexFET™ power MOSFET is designed to minimize losses in power conversion applications.



Product Summary

T _A = 25°C		TYPICAL VALUE	UNIT
V _{DS}	Drain-to-Source Voltage	60	V
Q _g	Gate Charge Total (10V)	19	nC
Q _{gd}	Gate Charge Gate-to-Drain	3.1	nC
R _{DS(on)}	Drain-to-Source On-Resistance	V _{GS} = 4.5V	10.2 mΩ
		V _{GS} = 10V	7.6 mΩ
V _{GS(th)}	Threshold Voltage	1.9	V

Ordering Information⁽¹⁾

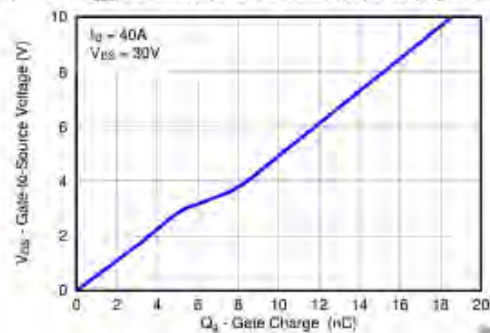
Device	Package	Media	Qty	Ship
CSD18534KCS	TO-220 Plastic Package	Tube	50	Tube

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

Absolute Maximum Ratings

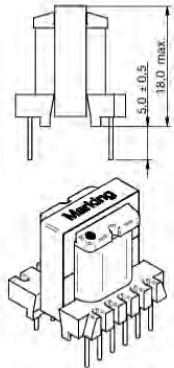
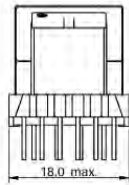
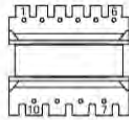
T _A = 25°C		VALUE	UNIT
V _{DS}	Drain-to-Source Voltage	60	V
V _{GS}	Gate-to-Source Voltage	±20	V
I _D	Continuous Drain Current (Package limited)	100	A
	Continuous Drain Current (Silicon limited), T _C = 25°C	73	
	Continuous Drain Current (Silicon limited), T _C = 100°C	52	
I _{DM}	Pulsed Drain Current ⁽¹⁾	164	A
P _D	Power Dissipation	107	W
T _J , T _{stg}	Operating Junction and Storage Temperature Range	–65 to 175	°C
E _{AS}	Avalanche Energy, single pulse I _B = 38A, L = 0.1mH, R _θ = 25Ω	72	mJ

(1) Max R_{θJC} = 1.3°C/W, pulse duration ≤100μs, duty cycle ≤1%



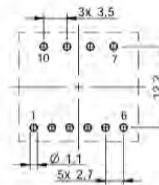
- Transformador Trough Hole. Wurth Elektronik NP 749118205.

Dimensions: [mm]



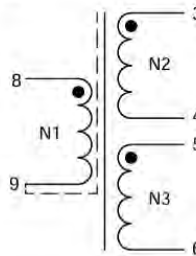
Scale = 1,5:1

Recommended Hole Pattern: [mm]



Scale = 1,5:1

Schematic:



Electrical Properties:

Properties	Test conditions	Value	Unit	Tol.
Inductance	L 10 kHz/ 100 mV	0.9	mH	±10%
Turns Ratio	n N1 : N2 : N3	19:1:1		±3%
Saturation Current	I_{sat} N1 / (UL/L) < 10 %	0.85	A	(tp)
DC Resistance 1	R_{DC1} @ 20 °C	4.3	Ω	max.
DC Resistance 2	R_{DC2} @ 20 °C	26	mΩ	max.
DC Resistance 3	R_{DC3} @ 20 °C	26	mΩ	max.
Leakage Inductance	L_s 10 kHz/ 100 mV	175	μH	max.
Insulation Test Voltage	V_I N1 => N2,3	4000	V (AC)	
Insulation Test Voltage	V_{I2} N2 => N3	1500	V (AC)	

Certification:

RoHS Approval	Compliant [2011/65/EU&2015/863]
REACH Approval	Conform or declared [(EC)1907/2006]

General Information:

Operating Temperature	-40 up to +125 °C
Storage Conditions (in original packaging)	< 40 °C, < 75 % RH
Storage Conditions (for single parts)	-20 up to +60 °C
Moisture Sensitivity Level (MSL)	1
Designed to comply with the following requirements as defined by IEC61558-2:16: Reinforced insulation for a working voltage of 275 V _{RMS}	
Test conditions of Electrical Properties: +20 °C, 33 % RH (unless specified differently)	

- Diodos ultra fast recovery. Semiconductor NP MUR820.



MUR820 – MUR860

Taiwan Semiconductor

8A, 200V - 600V Ultra Fast Rectifier

FEATURES

- AEC-Q101 qualified available
- Glass passivated chip junction
- High efficiency, Low V_f
- High current capability
- High reliability
- High surge current capability
- RoHS Compliant
- Halogen-free according to IEC 61249-2-21

APPLICATIONS

- DC to DC converter
- Switching mode converters and inverters
- Freewheeling application

MECHANICAL DATA

- Case: TO-220AC
- Molding compound meets UL 94V-0 flammability rating
- Terminal: Matte tin plated leads, solderable per J-STD-002
- Mounting torque: 0.56 N-m maximum
- Meet JESD 201 class 2 whisker test
- Polarity: As marked
- Weight: 1.80g (approximately)

KEY PARAMETERS		
PARAMETER	VALUE	UNIT
I_F	8	A
V_{RRM}	200 - 600	V
I_{FSM}	100	A
T_{JMAX}	175	°C
Package	TO-220AC	
Configuration	Single die	



TO-220AC



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)					
PARAMETER	SYMBOL	MUR820	MUR840	MUR860	UNIT
Marking code on the device		MUR820	MUR840	MUR860	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	200	400	600	V
Reverse voltage, total rms value	V_{RRMS}	140	280	420	V
Forward current	I_F	8			A
Surge peak forward current 8.3ms single half sine wave superimposed on rated load	I_{FSM}	100			A
Junction temperature	T_J	-55 to +175			°C
Storage temperature	T_{STG}	-55 to +175			°C

- Optoacoplador de salida. Vishay NP VO618A.

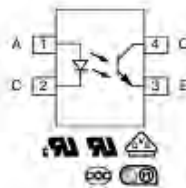


www.vishay.com

VO618A

Vishay Semiconductors

Optocoupler, Phototransistor Output, High Reliability, 5300 V_{RMS}, Low Input Current



DESCRIPTION

The 110 °C rated VO618A feature a high current transfer ratio, low coupling capacitance and high isolation voltage. These couplers have a GaAs infrared diode emitter, which is optically coupled to a silicon planar phototransistor detector, and is incorporated in a 4 pin DIP package.

The coupling devices are designed for signal transmission between two electrically separated circuits.

The couplers are end-stackable with 2.54 mm spacing.

Creepage and clearance distances of > 8.0 mm are achieved with option 6 and 8. This version complies with IEC 60950 (DIN VDE 0805) for reinforced insulation up to an operation voltage of 400 V_{RMS} or DC. Specifications subject to change.

FEATURES

- Operating temperature from -55 °C to +110 °C
- Good CTR linearity depending on forward current
- Isolation test voltage, 5300 V_{RMS}
- High collector-emitter voltage, V_{CEO} = 80 V
- Low saturation voltage
- Fast switching times
- Low CTR degradation
- Temperature stable
- Low coupling capacitance
- End stackable, 0,100" (2.54 mm) spacing
- High common mode interference immunity
- Material categorization: for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc/793612



APPLICATIONS

- AC adapters
- SMPS
- PLC
- Factory automation
- Game consoles

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T _{amb} = 25 °C, unless otherwise specified)				
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	VALUE	UNIT
INPUT				
Reverse voltage		V _R	6	V
Forward current		I _F	60	mA
Forward surge current	t _p ≤ 10 μs	I _{FSM}	1.5	A
LED power dissipation	at 25 °C	P _{diss}	70	mW
OUTPUT				
Collector-emitter voltage		V _{CEO}	80	V
Emitter-collector voltage		V _{ECO}	7	V
Collector current		I _C	50	mA
Collector peak current	t _p /T = 0.5, t _p ≤ 10 ms	I _{CM}	100	mA
Output power dissipation	at 25 °C	P _{diss}	150	mW
COUPLER				
Total power dissipation		P _{tot}	200	mW
Operation temperature		T _{amb}	-55 to +110	°C
Storage temperature range		T _{stg}	-55 to +150	°C
Soldering temperature	2 mm from case, ≤ 10 s	T _{slid}	260	°C

Note

- Stresses in excess of the absolute maximum ratings can cause permanent damage to the device. Functional operation of the device is not implied at these or any other conditions in excess of those given in the operational sections of this document. Exposure to absolute maximum ratings for extended periods of the time can adversely affect reliability.