

# Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico

**Subdirección Académica**

**Departamento de Ingeniería Electrónica**

## **TESIS DE MAESTRÍA EN CIENCIAS**

**Evaluación de un Convertidor CD-CD sin Capacitores  
Electrolíticos con Alto Factor de Potencia para Lámparas LED**

presentada por  
**Ing. Daniel Salazar Pérez**

como requisito para la obtención del grado de  
**Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica**

Director de tesis  
**Dr. Mario Ponce Silva**

SEP

SECRETARÍA DE  
EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO NACIONAL DE MÉXICO  
Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico

"Año del Centenario de la Promulgación de la Constitución Política de los Estados Unidos Mexicanos"

Cuernavaca, Mor., 8 de diciembre de 2017.

OFICIO No. DIE/183/2017

Asunto: Aceptación de documento de tesis

**DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ**  
**SUBDIRECTOR ACADÉMICO**  
**PRESENTE**

Por este conducto, los integrantes de Comité Tutorial del **C. Daniel Salazar Pérez** con número de control **M16CE049** de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le informamos que hemos revisado el trabajo de tesis profesional titulado "**Evaluación de un Convertidor CD/CD sin Capacitores Electrolíticos con Alto Factor de Potencia para Lámparas Led**" y hemos encontrado que se han realizado todas las correcciones y observaciones que se le indicaron, por lo que hemos acordado aceptar el documento de tesis y le solicitamos la autorización de impresión definitiva.

DIRECTOR DE TESIS

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

CODIRECTOR DE TESIS

REVISOR 1

Dr. Jaime Eugenio Arau Rofre  
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica  
Cédula profesional 9884229

REVISOR 2

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

C.p. M.T.I. María Elena Gómez Torres- Jefa del Departamento de Servicios Escolares

Estudiante  
Expediente  
RFEJ/lrr.



Interior Internado Palmira S/N, Col. Palmira, C.P. 62490, Cuernavaca, Mor.  
Tels. (01) 777 362-77-70 Ext. 4106, e-mail: [direccion@cenidet.edu.mx](mailto:direccion@cenidet.edu.mx)  
[www.cenidet.edu.mx](http://www.cenidet.edu.mx)



SEP

SECRETARÍA DE  
EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO NACIONAL DE MÉXICO  
Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico

Cuernavaca, Mor., 9 de enero de 2018

**OFICIO No. SAC/001/2018**

**Asunto:** Autorización de impresión de tesis

**ING. DANIEL SALAZAR PÉREZ  
CANDIDATO AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS  
EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA  
PRESENTE**

Por este conducto, tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado **"Evaluación de un Convertidor CD/CD sin Capacitores Electrolíticos con Alto Factor de Potencia para Lámparas Led"**, ha informado a esta Subdirección Académica, que están de acuerdo con el trabajo presentado. Por lo anterior, se le autoriza a que proceda con la impresión definitiva de su trabajo de tesis.

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

**ATENTAMENTE**

"CONOCIMIENTO Y TECNOLOGIA AL SERVICIO DE MEXICO"

**DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ  
SUBDIRECTOR ACADÉMICO**



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

C.p. M.T.I. María Elena Gómez Torres- Jefa del Departamento de Servicios Escolares.  
Expediente

GVGR/mcr

# Agradecimientos

---

*A Dios por iluminar mi camino en los momentos difíciles y por permitirme conocer a personas maravillosas.*

*Al Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET) por darme la oportunidad de cursar mis estudios de Maestría. Así mismo agradezco el apoyo a quienes laboran en esta gran institución y en especial a Lorena.*

*Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por el apoyo económico otorgado para realizar mis estudios de Maestría.*

*A mis padres José Luis Salazar Aguilar y María Elena Pérez Morales su apoyo en esta etapa de mi vida.*

*A mis compañeros de generación Ivan, Roberto y Zabdi, así como a mis amigos de otras generaciones de Electrónica de Potencia, Eliud, Alan, Jorge, los yesenios, los cubanos y todas las demás personas que hicieron agradable mi estancia en la maestría, y a mis residentes que colaboraron en el desarrollo de este trabajo.*

*A mi asesor el Dr. Mario Ponce Silva por darme la oportunidad de ser su tesista, sus consejos y paciencia me ayudaron en mi crecimiento profesional.*

*A mis revisores, Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel, Dr. Carlos Aguilar Castillo por sus observaciones y contribuciones que enriquecieron este trabajo de tesis.*

*A los profesores que me impartieron clases, Dr. Jesús Aguayo, Dr. Hugo Calleja, Dr. Abraham Claudio, Dr. Jaime Arau, Dr. Jesús Darío Mina, Dr. Mario Ponce y Dr. Carlos Aguilar que en su momento compartieron su conocimiento y experiencias.*

# Resumen

---

El diodo emisor de luz (LED) ha incrementado su uso en los últimos años debido a las buenas prestaciones que ofrece, como: su alta eficacia, fácil manejo, son amigables con el medio ambiente, tienen un tamaño compacto y cuentan con una larga vida útil; sin embargo, las fuentes de alimentación empleadas en aplicaciones LED requieren tener también una vida útil semejante a la del LED, además de cumplir con la normatividad correspondiente mientras se mantiene una alta eficiencia, un alto factor de potencia, bajo contenido armónico y sobre todo un precio bajo; sin embargo el diseño de una fuente de alimentación LED requiere de un capacitor electrolítico para equilibrar la energía entre la entrada y la salida y minimizar las componentes de baja frecuencia a la salida.

El capacitor electrolítico colocado a la salida de cualquier convertidor es la clave que limita la vida útil de las fuentes de alimentación para LED, si se permitiera que un controlador emitiera una corriente pulsante a un LED el capacitor no sería necesario pero esto a su vez causaría parpadeo al doble de la frecuencia de línea, lo cual puede no ser detectado conscientemente, pero tras largos periodos de exposición pueden causar fatiga visual a las personas.

En esta tesis se presenta una solución que permite reducir el tamaño del capacitor y desechar el uso de capacitores electrolíticos y cambiarlos por capacitores de polipropileno, los cuales tienen una vida útil cercana a la del LED. También, se implementó un corrector de factor de potencia (PFC), y una alternativa que permite disminuir el rizo de la corriente de alimentación que causa el parpadeo en los sistemas LED.

La solución propuesta, consiste en una variante de un convertidor *flyback* con un puerto de rizo en baja frecuencia. El desempeño de la topología fue validado de manera teórica y experimental, a manera de que cumpliera con la normatividad correspondiente. Entre los resultados obtenidos experimentalmente se obtuvo un factor de potencia de 0.99 y una eficiencia de 81.3%, esta última debido a las pérdidas en el transformador del convertidor *flyback*.

La principal aportación de este trabajo es la propuesta de una nueva topología para alimentar LED de potencia, utilizando un puerto de rizo adicional, además se desarrolló una metodología para determinar el comportamiento en estado estacionario de un convertidor *flyback* convencional y predecir el rizo de baja frecuencia a la salida, asimismo se desarrolló un criterio que permite evaluar la viabilidad de implementar un puerto de rizo.

# Abstract

---

The light-emitting diode (LED) has increased its use in recent years due to the good features it offers, such as: high efficiency, easy handling, environmentally friendly, small size and long lifespan; However, the power supplies used in LED applications also require a lifetime similar to LED, in addition to complying with the corresponding regulations while maintaining high efficiency, high power factor, low harmonic content and low cost; however design of a LED power supply requires an electrolytic capacitor to balance the energy between the input and the output and minimize the low frequency component to the output.

The electrolytic capacitor placed at the output of any converter is the key that limits the useful life of the power supplies for LED, if a controller were allowed to emit a pulsating current to an LED the capacitor would not be necessary but this in turn would cause flicker at twice the line frequency, which may not be detected consciously, but after long periods of exposure can cause eyestrain to people.

In this thesis we present a solution that allows to reduce the size of the capacitor that allows to discard the use of electrolytic capacitors and change them by polypropylene capacitors, which have a lifespan close to that of the LED. Also, a power factor corrector (PFC) was implemented, and an alternative that allows reducing the ripple of the supply current that causes the flicker in the LED systems.

The proposed solution consists of a variant of a *flyback* converter with a low frequency ripple port, the performance of the topology was validated in a theoretical and experimental manner, in order to comply with the corresponding regulations. Among the results obtained experimentally, a power factor of 0.99 was obtained and an efficiency of 81.3%, this last one due to the losses in the transformer of the *flyback* converter.

The main contribution of this work is the proposal of a new topology to power LED power using an additional ripple port, additionally a methodology was developed to determine the steady state behavior of a conventional *flyback* converter and predict the low frequency ripple at the exit, besides developing a criterion that allows to evaluate the feasibility of implementing a ripple port.



# Índice

---

Resumen .....	V
Abstract.....	VI
Índice .....	VII
Índice de figuras .....	IX
Índice de tablas .....	XI
Nomenclatura.....	XII
Acrónimos .....	XIV
Capítulo 1 Introducción .....	1
1.1 Antecedentes .....	1
1.2 Planteamiento del problema.....	3
1.3 Estado del arte.....	4
1.4 Propuesta de solución .....	5
1.5 Objetivos.....	7
1.5.1 Objetivo General.....	7
1.5.2 Objetivos específicos .....	7
1.6 Justificación .....	7
Capítulo 2 Modelado y análisis de una carga LED .....	8
2.1 Condiciones de alimentación .....	8
2.2 Selección del LED .....	10
2.3 Comportamiento de la carga LED .....	12
2.4 Comportamiento de un convertidor con carga LED y carga resistiva .....	13
Capítulo 3 Análisis del convertidor <i>flyback</i> con diferentes cargas.....	16
3.1 Análisis del convertidor <i>flyback</i> con una carga igual al modelo del LED.....	16
3.2 Análisis del convertidor <i>flyback</i> con un inductor a la salida .....	24
3.3 Análisis del comportamiento en baja frecuencia con el puerto de rizo .....	26
3.4 Simulación del comportamiento en baja frecuencia con el puerto de rizo .....	28
3.5 Validación del comportamiento por medio de ecuaciones .....	30
3.5.1 Estado de operación B convertidor <i>flyback</i> convencional por el secundario.....	30
3.5.2 Estado de operación C descarga ideal del capacitor C2 .....	31
3.5.3 Estado de operación C y D <i>flyback</i> convencional por el puerto de rizo .....	33
3.5.4 Estado de operación A carga del capacitor C1 .....	34
Capítulo 4 Diseño e implementación .....	35

4.1	Optimización de capacitores .....	37
4.2	Simulación Spice .....	41
4.3	Armado del prototipo .....	43
Capítulo 5	Comparación de resultados .....	46
5.1	Voltaje de entrada y corriente .....	46
5.2	Voltajes de diodo, MOSFET, primario y secundario del transformador, sin puerto de rizo	48
5.3	Corriente del primario y secundario .....	49
5.4	Corriente y voltaje a la salida sin puerto de rizo.....	50
5.5	PWM del puerto de rizo.....	52
5.6	Corriente y voltaje de salida con puerto de rizo .....	52
5.7	Eficiencia del circuito .....	53
5.8	Comparación de resultados con la literatura .....	55
Capítulo 6	Conclusiones, recomendaciones y trabajos futuros .....	58
Referencias	.....	59



# Índice de figuras

Figura 1.1 Generación de energía en México.....	1
Figura 1.2 Consumo energético en México.....	1
Figura 1.3 Comparación de lámparas.....	2
Figura 1.4 Comparación de voltajes de entrada y salida.....	6
Figura 1.5 Comparación de potencias de entrada y salida.....	6
Figura 1.6 Topología implementada.....	6
Figura 2.1 Potencia de salida óptica a varios niveles de corriente y frecuencia.....	8
Figura 2.2 Gráficas de flujo y eficacia para distintos rizados de corriente [22].....	9
Figura 2.3 Pruebas de vida acelerada para dos tipos de LED.....	10
Figura 2.4 LED modelo BXRC-40E1000-B-2x.....	11
Figura 2.5 Caracterización del LED.....	11
Figura 2.6 Modelo del LED.....	12
Figura 2.7 Circuito analizado.....	12
Figura 2.8 Convertidores simulados.....	13
Figura 2.9 Resultados de simulación de convertidores con carga LED y carga resistiva.....	14
Figura 2.10 Convertidor con carga resistiva.....	15
Figura 2.11 Convertidor con carga LED.....	15
Figura 3.1 Convertidor <i>flyback</i> .....	17
Figura 3.2 Corriente instantánea, pico y promedio del primario.....	18
Figura 3.3 Corriente instantánea, pico y promedio del secundario.....	19
Figura 3.4 Circuito equivalente del convertidor <i>flyback</i> .....	20
Figura 3.5 Segunda simplificación del secundario.....	21
Figura 3.6 Tercera simplificación del secundario.....	21
Figura 3.7 Equivalente de CD.....	21
Figura 3.8 Equivalente de CA.....	22
Figura 3.9 Convertidor <i>flyback</i> con puerto de rizo e inductor en la carga.....	24
Figura 3.10 Convertidor <i>flyback</i> con el modelo de LED como carga con un inductor.....	25
Figura 3.11 Simulación de convertidor con inductor en serie con la carga.....	25
Figura 3.12 Equivalente del circuito con un capacitor despreciable.....	26
Figura 3.13 Circuito para el análisis en baja frecuencia con el puerto de rizo.....	26
Figura 3.14 Primer estado de funcionamiento.....	27
Figura 3.15 Segundo estado de funcionamiento.....	27
Figura 3.16 Tercer estado de funcionamiento.....	28
Figura 3.17 Último estado de funcionamiento.....	28
Figura 3.18 Comportamiento en baja frecuencia del convertidor con puerto de rizo.....	29
Figura 3.19 Corriente de salida para <i>flyback</i> con y sin puerto de rizo.....	30
Figura 3.20 Comparación de las corrientes simuladas y calculadas sin puerto de rizo.....	31
Figura 3.21 Puerto de rizo con carga.....	32

Figura 3.22 Descarga ideal del capacitor.....	33
Figura 3.23 Comportamiento en los estados de funcionamiento C y D. ....	34
Figura 4.1 Gráfica de energía almacenada vs porcentaje de corriente. ....	38
Figura 4.2 Gráfica de capacitancia vs porcentaje de corriente. ....	38
Figura 4.3 Gráfica de energía almacenada vs porcentaje de rizo de voltaje. ....	39
Figura 4.4 Gráfica de capacitancia vs porcentaje de rizo de voltaje. ....	40
Figura 4.5 Circuito simulado en Spice .....	41
Figura 4.6 Simulación del convertidor sin puerto de rizo. ....	41
Figura 4.7 Corriente y voltaje de salida con puerto de rizo.....	42
Figura 4.8 Arreglo de LED.....	43
Figura 4.9 Convertidor <i>flyback</i> con puerto de rizo. ....	44
Figura 4.10 Convertidor con circuitos auxiliares conectados.....	45
Figura 5.1 Corriente y voltaje de entrada en simulación.....	46
Figura 5.2 Corriente y voltaje de entrada en el circuito implementado. ....	47
Figura 5.3 Fuente y analizador de armónicos.....	47
Figura 5.4 Voltaje de los componentes .....	48
Figura 5.5 a) Voltaje del secundario, b) Voltaje drenaje-fuente, c) Voltaje del Primario y d) Voltaje del diodo .....	48
Figura 5.6 Corrientes del primario y secundario del convertidor en simulación .....	49
Figura 5.7 Corrientes del primario y secundario en el circuito implementado. ....	50
Figura 5.8 Corriente y voltaje de salida en el circuito implementado sin puerto de rizo. ....	51
Figura 5.9 PWM del puerto de rizo. ....	52
Figura 5.10 Corriente y voltaje en el circuito implementado con puerto de rizo. ....	53
Figura 5.11 Potencias de salida y entrada de simulación. ....	54
Figura 5.12 Potencia de salida en el convertidor implementado.....	54

# Índice de tablas

---

Tabla 1. Armónicos permitidos por la norma IEC-61000-3-2 clase C.....	3
Tabla 2. Comparativa de topologías consultadas en la literatura. ....	4
Tabla 3. Flujo y eficacia para tres tipos de LED. ....	9
Tabla 4. Características del LED.....	10
Tabla 5. Análisis con variación de resistencia.....	24
Tabla 6. Datos de diseño.....	35
Tabla 7. Cálculos del Convertidor <i>flyback</i> . ....	35
Tabla 8. Cálculos del análisis por superposición.....	36
Tabla 9. Comparación de las topologías.....	40
Tabla 10. Comparación de simulación y cálculos del convertidor sin puerto de rizo.....	42
Tabla 11. Comparativa de la simulación con y sin puerto de rizo.....	43
Tabla 12. Errores para corriente y potencia de entrada. ....	47
Tabla 13. Comparativa de voltajes de funcionamiento. ....	49
Tabla 14. Comparativa de corrientes del transformador. ....	50
Tabla 15. Comparativa del convertidor sin puerto de rizo. ....	51
Tabla 16. Comparación ajustada. ....	51
Tabla 17. Resultados de la implementación del puerto de rizo.....	53
Tabla 18. Comparativa de potencias y FP. ....	55
Tabla 19. Energía utilizada por topologías de la literatura.....	55
Tabla 20. Comparación de capacitores.....	57

# Nomenclatura

---

$\%Rv$	Porcentaje de rizo de voltaje
$\%Ri$	Porcentaje de rizo de corriente
$\Delta I$	Rizo de corriente
$\Delta V$	Rizo de voltaje
$C$	Capacitor
$D$	Ciclo de trabajo
$D_{esc}$	Ciclo de trabajo de descarga
$E_C$	Energía del capacitor
$fd$	Factor de discontinuidad
$fs$	Frecuencia de conmutación
$i_{av\_p}$	Corriente promedio por ciclo de conmutación del primario
$i_{av\_s}$	Corriente promedio por ciclo de conmutación del secundario
$i_c$	Corriente del capacitor
$i_{in}$	Corriente de entrada
$i_{L1}$	Corriente del primario
$i_{L1}$	Corriente del primario
$i_{L2}$	Corriente del secundario
$i_{L2}$	Corriente del secundario
$i_{L3}$	Corriente del puerto de rizo
$I_o$	Corriente promedio de salida
$i_o$	Corriente de salida
$i_{o\_ac}$	Corriente de salida para la parte de CA
$I_{o\_dc}$	Corriente de salida para la parte en cd
$i_{pk\_p}$	Corriente pico del primario
$i_{pk\_s}$	Corriente pico del secundario
$I_{prom}$	Corriente promedio
$L1$	Inductancia del primario
$L2$	Inductancia del secundario
$L3$	Inductancia del puerto de rizo
$M$	Ganancia
$N$	Relación de vueltas
$P$	Potencia real
$P_{in}$	Potencia de entrada
$P_o$	Potencia de salida

$R_{LED}$	Resistencia de LED
$S$	Potencia aparente
$t_s$	Periodo de conmutación
$V_{prom}$	Voltaje promedio
$v_D$	Voltaje del diodo
$v_{in}$	Voltaje de entrada
$v_{in\_max}$	Voltaje de entrada máximo
$v_L$	Voltaje del inductor
$V_{LED}$	Voltaje característico del LED
$V_o$	Voltaje de salida
$v_{o\_ac}$	Rizo de voltaje a la salida
$V_{o\_DC}$	Voltaje promedio de salida
$v_{o\_max}$	Voltaje máximo de salida
$v_Q$	Voltaje del MOSFET
$X_C$	Reactancia del capacitor
$Z$	Impedancia del sistema
$\theta$	Angulo de desfasamiento

# Acrónimos

---

CA	Corriente Alterna.
CD	Corriente Directa.
CENIDET	Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico.
CONACYT	Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología
FA	Fuente de alimentación
FIDE	Fideicomiso para el Ahorro de Energía.
FP	Factor de Potencia.
LED	Diodo Emisor de Luz.
MDC	Modo de Conducción Discontinua
MOSFET	Transistor de Efecto de Campo de Metal Oxido Semiconductor.
PFC	Corrector de factor de potencia
PWM	Modulación de ancho de pulso
RLC	Circuito lineal con resistencia eléctrica, bobina y condensador.
SEPIC	Single-Ended Primary-Inductor Converter.
THD	Distorsión armónica total

# Capítulo 1 Introducción

## 1.1 Antecedentes

La principal forma de generación de energía en México es por medio de hidrocarburos, se reporta que en 2013 se produjeron en México 297,079.0 GWh de los cuales el 82.7% fueron generados por medio de combustibles fósiles, como es mostrado en la Figura 1.1 [1]; llevar a cabo este tipo de prácticas causa un impacto directo al medio ambiente debido a las emisiones de CO<sub>2</sub> que se generan durante el proceso, por lo cual es de vital importancia implementar una alternativa que permita disminuir el consumo energético en algún sector importante en el país [2].

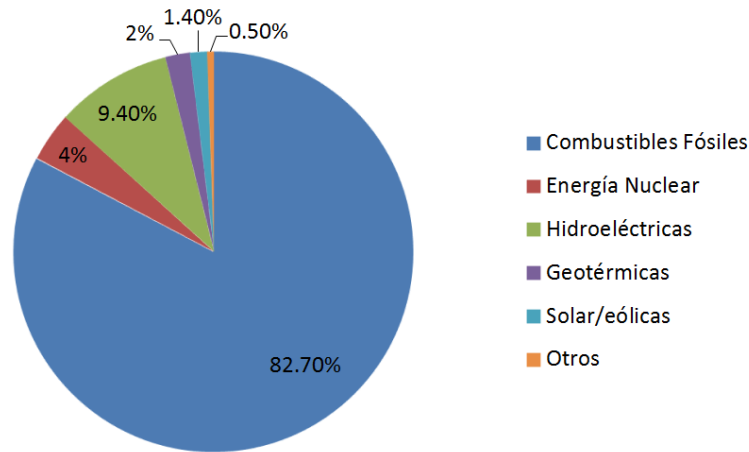


Figura 1.1 Generación de energía en México.

La iluminación es una de las áreas de mayor consumo energético, solamente superada por los motores, como se observa en la Figura 1.2, esto se debe a que tanto en los sectores: residencial, comercial e industrial, es necesaria la iluminación artificial en sus actividades cotidianas. Por lo cual es prioritario reemplazar los sistemas de iluminación por otros de mayor eficiencia, ya que es la medida de ahorro más rentable de todas [3, 4].

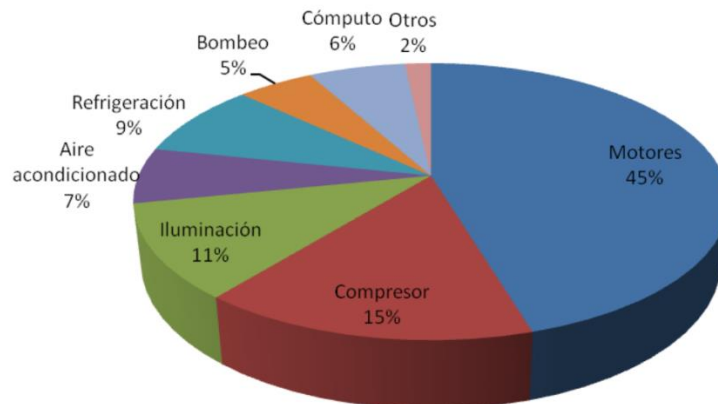


Figura 1.2 Consumo energético en México.



Los sistemas de iluminación están conformados por dos partes: la fuente de iluminación (FI) y la fuente de alimentación (FA). Dentro de las fuentes de iluminación existen diversos tipos, como por ejemplo: lámparas de vapor de sodio, lámparas de vapor de mercurio, lámparas de descarga de alta intensidad, las lámparas incandescentes y el diodo emisor de luz LED; cada una de ellas con distintas características, algunas han alcanzado altas eficiencias con el paso de los años, y otras que han caído en el desuso, como es el caso de las lámparas incandescentes. La fuente de alimentación a utilizar dependerá de la fuente de iluminación que se emplee [5].

En el caso del LED, ha ido en incremento su uso, principalmente debido a su vida útil y eficacia lumínica, que es superior en comparación con otras tecnologías de iluminación, como se muestra en la Figura 1.3, CREE uno de los principales productores de LED, reporta productos con una vida útil de 100,000 horas y eficiencias lumínicas superiores a los 100lm/W [6, 7].



Figura 1.3 Comparación de lámparas.

En la actualidad, los sistemas de iluminación LED deben de cumplir con ciertas normas que los rigen, tanto la fuente de iluminación como la fuente de alimentación. En México las normas que se manejan para las fuentes de iluminación LED son: NOM-030-ENER-2012 y NOM-031-ENER-2012, que se aplican para usos generales y en exteriores respectivamente, y manejan parámetros para determinar el buen desempeño de los LED, como son: la eficacia lumínica, el índice de reproducción cromática y la temperatura de color; sin embargo la obligación del cumplimiento de estas normas recae directamente en el fabricante [8, 9].

Por otra parte para las fuentes de alimentación en México está el Fideicomiso para el Ahorro de Energía Eléctrica FIDE, que detalla los parámetros que deben cumplir las fuentes de alimentación para LED en interiores, como son  $FP > 90$  y  $THD < 32\%$ , sin embargo no es una norma como tal, sino una serie de recomendaciones que otorgan un reconocimiento de eficiencia energética (sello FIDE) [10].

De forma internacional está la norma europea IEC-61000-3-2 clase C, que determina los límites para la emisión de corrientes armónicas en equipos que consumen 16 A por fase o menos; y según el orden del armónico debe de cumplir con un porcentaje de la fundamental, Tabla 1. Sin embargo, la aplicación de esta norma es para equipos alimentados con voltajes de 220/380 V, 230/400 V y 240/415 V a frecuencias de 50 a 60 Hz, por lo cual no aplica para los sistemas eléctricos en México pero se puede tomar como referencia [11].

**Tabla 1. Armónicos permitidos por la norma IEC-61000-3-2 clase C.**

Armónico	Porcentaje de corriente Max
2	2
3	30 x FP
5	10
7	7
9	5
11 a 39	3

Por todo lo anterior es de gran importancia desarrollar sistemas de alimentación que se mantengan operando en los rangos de FP y THD que permite el FIDE o la norma europea.

## 1.2 Planteamiento del problema

Debido a la gran vida útil de los LED que se reporta y dado a que se pronostica que ésta seguirá aumentando, las fuentes de alimentación están condicionadas a mantener una durabilidad cercana a la del LED, formando así un cuello de botella.

Actualmente en el mercado existen productos que cumplen las normas antes mencionadas, acerca del FP y el THD; sin embargo, para su funcionamiento se requieren capacitores electrolíticos, esto se debe a que cualquier fuente de alimentación necesita un capacitor y un inductor para realizar un proceso de filtrado y almacenamiento de energía para que la fuente pueda suministrar potencia de manera constante, ya que los LED necesitan ser alimentados por corriente directa.

Por parte del inductor al ser un conductor envuelto en una ferrita tiene una vida útil de 90,000 horas y tienen un bajo costo, en contraste los capacitores electrolíticos con los que se construyen las fuentes, tienen una vida útil de 10,000 horas, un 10% de la vida útil de los LED, esto se debe a que el dieléctrico que está contenido en el tanque, pierde sus propiedades eléctricas con el tiempo, además de que este tipo de capacitores tiene un bajo costo y una densidad de potencia grande (almacena más energía en menos espacio), todo esto representa un gran problema para las fuentes de alimentación [6, 7].

Una posible solución para este problema es el uso de capacitores con otros materiales dieléctricos como son los capacitores de poliéster, el tantalio, de poliéster o de película; en el caso de los capacitores de polipropileno pueden tener una vida útil de hasta 100,000 horas

sin embargo, cuentan con una densidad de potencia baja en comparación con los electrolíticos, además de que su precio es más elevado y es proporcional a la capacitancia que manejen.

Aunado al problema de la durabilidad de las fuentes de alimentación, también tienen una etapa previa para realizar la corrección del FP y del contenido armónico, por lo cual la eficiencia se ve comprometida debido al aumento de elementos.

De lo anterior se plantea buscar una solución que permita diseñar una fuente de alimentación para lámparas LED con el menor número de elementos posibles, que realice la corrección de FP sin necesidad de una etapa extra, que evite el uso de capacitores electrolíticos y los sustituya por capacitores de polipropileno, además de tener un tiempo de vida lo más próximo al de LED que se alimenta.

### 1.3 Estado del arte

En la Tabla 2 se hace un resumen de las referencias analizadas en el estado del arte, sobre topologías para alimentar LED que solucionan la problemática.

Tabla 2. Comparativa de topologías consultadas en la literatura.

Referencias	Topología	Eficiencia promedio	Factor de potencia	Potencia	Tipo de capacitor
[12, 13]	<i>Flyback-BuckBoost</i> bidireccional	90%	-	33.6 W	Película y cerámicos
[14]	Resonante con “Filtro clase E”.	54%	99.9%	35 W	Poliéster metalizado
[15]	<i>Buck-Boost</i> seguido de un convertidor Buck	88%	90%	20W	Poliéster metalizado
[16]	SEPIC con derivación “ <i>Valley Fill</i> ”.	93%	97.5%	50 W	Poliéster metalizado y polipropileno
[17]	<i>Boost</i> -transformador electrónico - <i>TIBuck</i>	93%	-	160W	Polipropileno
[18]	Derivación de <i>flyback</i> en cascada.	86.7%	97%	10W	Poliéster metalizado
[19]	SEPICs Desfasados	85%	95%	60W	Electrolítico y cerámico
[20]	<i>Boost</i> multiresonante LLC	80%	80.3%	20 W	Poliéster metalizado
[21]	<i>Flyback</i> con procesamiento parcial de energía	95%	97.5%	10 W	Polipropileno

De la revisión del estado del arte se pueden observar algunos comportamientos que se van repitiendo para varias de las topologías estudiadas y que se pueden tomar como consideraciones para la propuesta de solución, como puede ser:

- La mayoría de las topologías mostradas no tienen un estudio del tiempo de vida que considere factores como pueden ser, temperatura, frecuencia y esfuerzos de tensión y corriente, simplemente se basan en generalizar el tiempo de vida estimado que tienen los capacitores utilizados en su construcción.
- Por lo general cada topología tiene como mínimo dos etapas, esto con el fin de que cada una tenga una tarea en específico, generalmente, una funge como PFC y la otra se encarga de eliminar el rizo de corriente.
- El uso de menos etapas trae consigo una eficiencia más elevada por lo general, sin embargo los circuitos de dos o más etapas pueden mejorar y tener una eficiencia elevada dependiendo de cómo sea el procesamiento de energía de las etapas posteriores.
- Se puede prescindir de la necesidad de un capacitor de gran tamaño para almacenar la energía que necesita la fuente de alimentación, y aceptar el rizo de la primera etapa, y buscar alternativas que compensen esta deficiencia ya sea con capacitores o inductores auxiliares en condiciones de trabajo distintas, o con circuitos auxiliares que compensen la corriente en los momentos críticos.
- No todos los autores se preocupan por hacer un análisis de energía para saber qué tanta energía se almacena en los inductores y capacitores del total que requiere la FA.
- La mayoría de los artículos revisados solamente tienen en cuenta el comportamiento del rizo de voltaje y dejan de lado el rizo de corriente de la carga.

#### 1.4 Propuesta de solución

Basándose en la literatura se propone una topología DC-DC que pueda corregir de manera natural el factor de potencia ( $FP$ ) y que cuente con un circuito auxiliar, que se encargue de solucionar otros problemas como lo son la compensación del rizo de voltaje y corriente a la salida del convertidor y por ende entregar una potencia lo más constante posible.

Dado que el costo del capacitor de polipropileno es proporcional a la energía almacenada, es necesario utilizar el capacitor de menor valor permisible para un rizo aceptable. El tamaño físico de los capacitores, por otra parte, está definido por la energía que éste almacenará, la mitad del producto del voltaje cuadrado por la capacitancia.

De acuerdo a lo anterior se propone hacer una evaluación de la energía mínima necesaria que debe de almacenar el capacitor y entregar en los tiempos muertos para tener un voltaje constante, Figura 1.4, de manera análoga visto desde el punto de vista de potencias Figura 1.5.

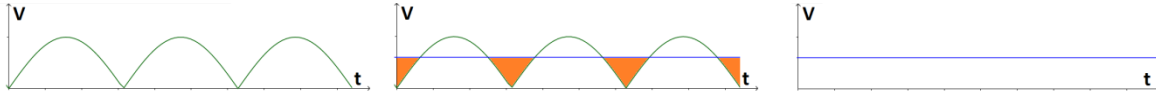


Figura 1.4 Comparación de voltajes de entrada y salida.

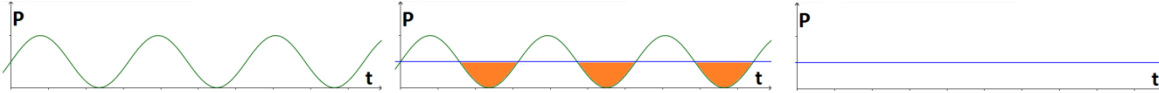


Figura 1.5 Comparación de potencias de entrada y salida.

El circuito auxiliar idealmente deberá de rellenar las áreas sombreadas que se observan en la Figura 1.4 y la Figura 1.5, para voltaje y potencia respectivamente, éste deberá operar en baja frecuencia solamente en los valles de la gráfica de potencia.

Para el desarrollo de la tesis se optó por la topología que se muestra en la Figura 1.6, la cual es una variante de un convertidor *flyback*, con dos secundarios, uno para alimentar la carga y otro para el circuito auxiliar, éste se seleccionó debido a que cuenta con un número reducido de componentes y a su fácil implementación, asimismo, el convertidor se planea que trabaje en modo de conducción discontinuo (*MCD*) con el fin de que corrija el factor de potencia automáticamente. Además se agrega un filtro de interferencia electromagnética (*EMI*) a la entrada antes del puente rectificador, para eliminar la componente de alta frecuencia de la forma de onda de corriente causada por la conmutación de alta frecuencia de *Q1* y así cumplir de manera definitiva con la normatividad correspondiente.

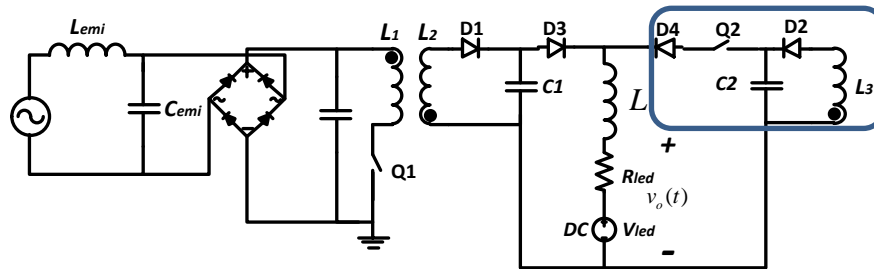


Figura 1.6 Topología implementada.

La principal aportación a este circuito es la adición de un puerto de rizo como circuito auxiliar, el cual se muestra en el recuadro de la Figura 1.6. Esta configuración es la más sencilla para implementar y muestra el puerto de rizo en paralelo con la salida, que trabajará 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 de 10 mH en serie con la carga. Este puerto de rizo compensa el voltaje de salida, de modo que tenga el menor rizo posible, además de que los capacitores que utilice reduzcan la energía almacenada que se necesitaría con un convertidor *flyback* convencional.

Cabe aclarar que la topología propuesta puede aplicarse para cualquier carga que requiera ser alimentada con CD, además el convertidor *flyback* en *MCD* puede ser sustituido

por cualquier versión aislada de algún convertidor que corrija de manera natural el factor de potencia como un SEPIC o un *Boost*.

## 1.5 Objetivos

### 1.5.1 Objetivo General

Evaluar una configuración, para un sistema de alimentación para LED, que comprenda un convertidor con corrección del factor de potencia y un circuito auxiliar que permita evitar el uso de capacitores electrolíticos.

### 1.5.2 Objetivos específicos

De la topología seleccionada:

- Definir la topología para implementar en una aplicación de iluminación LED.
- Reconocer las topologías que permitan reducir el rizo de corriente y voltaje en la salida, en medida de lo posible.
- Buscar tener la menor distorsión armónica y un elevado factor de potencia.
- Definir los criterios de diseño considerando: menor número de componentes posible, el mayor tiempo de vida útil y cumplimiento con la normatividad correspondiente.
- Comparar los resultados obtenidos con topologías similares en la literatura.

## 1.6 Justificación

El uso de un convertidor *flyback* en MCD con un puerto de rizo está justificado partiendo del hecho que el convertidor reduce el rizo de corriente y voltaje, además de hacer el factor de potencia casi unitario, con sólo una etapa, además en la literatura se reportan buenos resultados para topologías similares y se implementa el puerto de rizo de la manera más sencilla posible. Adicionalmente hay un aporte ya que es una topología que no está publicada en la literatura.

# Capítulo 2 Modelado y análisis de una carga LED

## 2.1 Condiciones de alimentación

Para determinar la forma en que deben ser alimentadas cargas como los LED, se realizó una búsqueda en la literatura y de acuerdo a las referencias [22-24], se tomaron en cuenta los siguientes 4 puntos, los cuales determinan parámetros y condiciones para la alimentación de una carga LED.

1. La potencia de salida óptica del LED es casi directamente proporcional a la corriente promedio sin importar la frecuencia a la cual se esté alimentando, en la gráfica que se muestra en Figura 2.1 muestra 6 trazos correspondientes a diferentes LED alimentados a su correspondiente corriente nominal de forma de onda cuadrada con ciclo de trabajo de 50% [24].

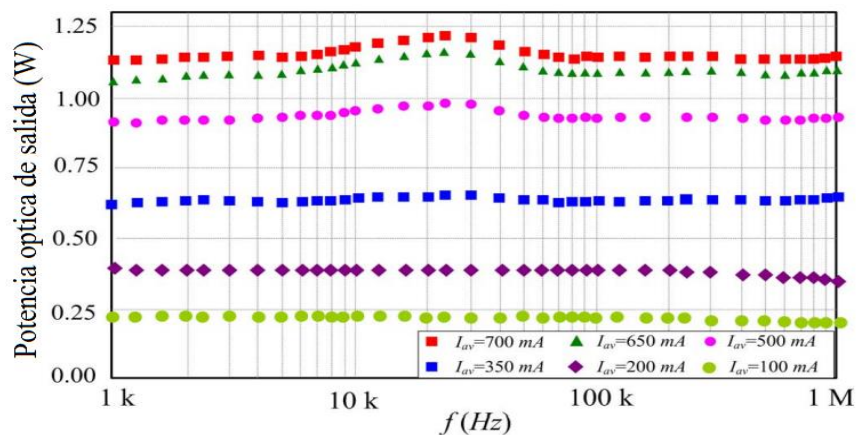


Figura 2.1 Potencia de salida óptica a varios niveles de corriente y frecuencia.

2. La relación de pico a promedio de la corriente de alimentación debe ser limitada para evitar la sobrecarga, de lo contrario el LED se dañará. Cada LED tiene una corriente máxima tolerable, y disminuye a medida que aumenta la temperatura de funcionamiento. Si la relación de pico a promedio de la corriente es demasiado alta, la corriente promedio que se ha de suministrar al LED debe reducirse para evitar daños, lo que conduce a una utilización deficiente del LED [1]. Considerando un convertidor CA-CD con un factor de potencia unitario con una eficiencia del 100% se puede realizar el cálculo de la potencia de entrada y corriente de salida, a partir del voltaje y corriente de entrada de la siguiente manera:

$$v_m(t) = V \sin(\omega t) \quad (2.1)$$



$$i_{in}(t) = I \sin(\omega t) \quad (2.2)$$

$$p_{in}(t) = v_{in}(t)i_{in}(t) = \frac{VI}{2}(1 - \cos(2\omega t)) \quad (2.3)$$

$$i_o = \frac{p_{in}(t)}{V_o} = \frac{VI}{2V_o}(1 - \cos(2\omega t)) \quad (2.4)$$

De la ecuación de corriente de salida (2.4) se puede inferir que la relación pico promedio siempre será de 2, que corresponde al peor caso. La corriente de salida óptima para controlar el LED es una corriente continua pura, es decir, su relación de pico a promedio es 1. En tal situación, la potencia de salida será puramente de corriente continua [13, 24].

3. Cuando un rizo es sobrepuesto sobre el valor nominal de corriente de un LED y la amplitud es continuamente aumentada es posible medir la degradación en las variables de eficacia y flujo luminoso. En la Figura 2.2 se observan los decrementos en el flujo luminoso y la eficacia para tres LED y se observa que se acentúan más para ondulaciones por encima de 50% de porcentaje de rizo de corriente, se observó que la eficacia baja alrededor de un 3% solamente (Tabla 3), este dato se debe usar como el límite superior en el diseño de controladores LED lo que permite la reducción del tamaño del condensador; cabe aclarar que la frecuencia del rizo para este caso de estudio fue de 120 Hz; además, el caso del rizo de 80% de porcentaje de rizo es considerable debido a que la eficacia disminuye entre un 3% y 5% dependiendo del LED lo cual siguen siendo comportamientos aceptables [22].

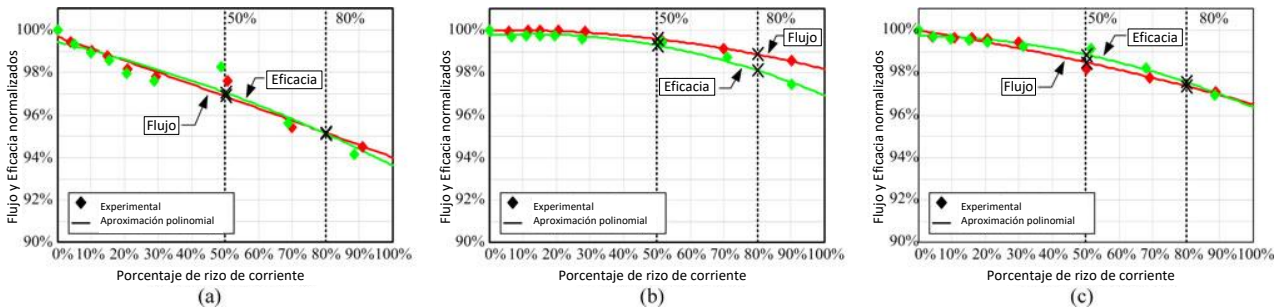


Figura 2.2 Gráficas de flujo y eficacia para distintos rizados de corriente [22].

Tabla 3. Flujo y eficacia para tres tipos de LED.

LED	Flujo y eficacia	%	%	%
	<b>Rizo</b>	<b>30</b>	<b>50</b>	<b>80</b>
LED A	Flujo norm.	98	96.9	95.1
In=700mA	Eficacia norm.	98.1	97	95.1

LED B	Flujo norm.	99.9	99.6	98.8
In=300mA	Eficacia norm.	99.7	99.3	98
LED C	Flujo norm.	99.1	98.5	97.3
In=500mA	Eficacia norm.	99.4	98.8	97.5

4. En pruebas de vida acelerada, se alimentaron dos LED diferentes con varios ciclos de trabajo a 200 kHz y se observó que para el uso de un ciclo de trabajo de 20%, ocurrían rupturas abruptas durante la primera hora de operación, en la unión debido a la alta sensibilidad de corrientes pico. Mientras que para ciclos de trabajo entre 40% y 50%, la velocidad de decaimiento de las curvas disminuía con respecto incluso al accionamiento con corriente continua (Figura 2.3) [23].

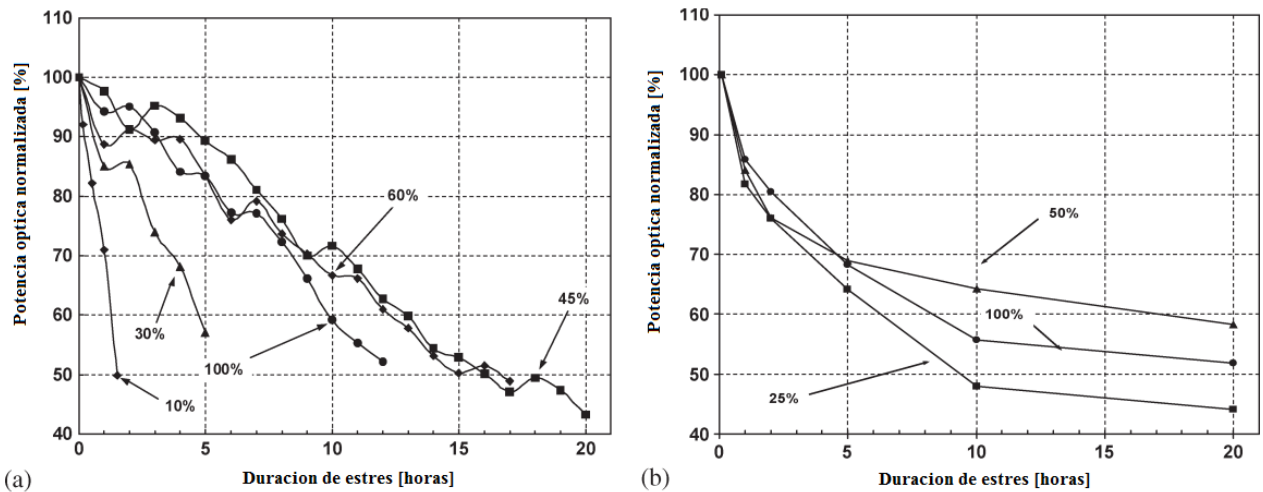


Figura 2.3 Pruebas de vida acelerada para dos tipos de LED.

## 2.2 Selección del LED

La carga seleccionada para el desarrollo de esta tesis fue un LED de interior y/o exterior de marca Bridgelux, modelo BXRC-40E1000-B-2x que se muestra en la Figura 2.4, las características del LED se muestran en la Tabla 4:

Tabla 4. Características del LED

Parámetro	Valor
Voltaje	26.5 V
Potencia	9.3 W
Eficacia	137 lm/W
IRC	80
Corriente	350 mA
Flujo	1274 lm



Figura 2.4 LED modelo BXRC-40E1000-B-2x.

De acuerdo a [22], se realizó una caracterización del LED seleccionado, aplicando voltaje directo y observando la corriente que éste producía a fin de conocer el voltaje de rodilla ( $V_{LED}$ ) y calcular la resistencia característica del LED ( $R_{LED}$ ) en base a la pendiente Figura 2.5, con el fin de utilizarlo como carga en el convertidor ya que una carga resistiva que consuma la misma potencia tendrá rizados de voltaje y corriente distintos. Se procuró encontrar un LED con la mayor resistencia posible, la razón de esto se explica en el capítulo 3. Se plantea que el convertidor trabajará en la región lineal siguiendo la ecuación mostrada en la Figura 2.5.

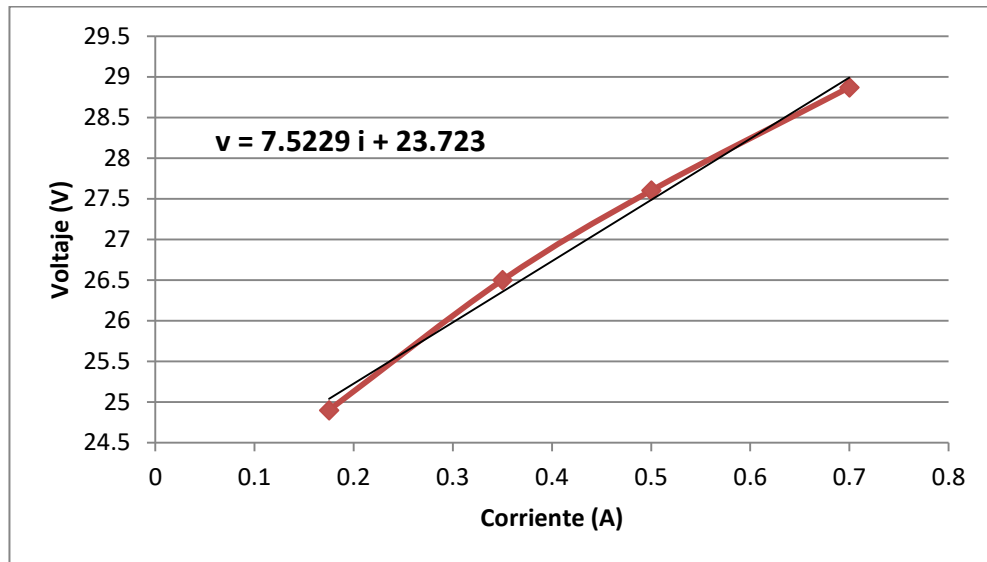


Figura 2.5 Caracterización del LED.

De acuerdo a [22], además de la resistencia, la fuente de CD y el diodo ideal. En el modelo se debe de considerar un voltaje en serie variable de acuerdo a la temperatura, sin embargo al contar con un gran disipador se puede despreciar esa parte del modelo quedando como en la Figura 2.6.

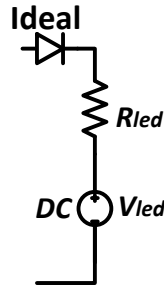


Figura 2.6 Modelo del LED.

### 2.3 Comportamiento de la carga LED

En la Figura 2.7 se muestra el modelo del LED alimentado con un par de fuentes voltaje: una parte de voltaje directo ( $V_{o\_DC}$ ) y la segunda fuente con voltaje alterno de amplitud ( $\Delta V$ ) y al doble de la frecuencia de línea, en serie que es igual a la diferencia del valor máximo y el valor mínimo de  $v(t)$  ósea,  $\Delta V_o = V_{\max} - V_{\min}$ , se puede calcular el porcentaje de rizo de corriente y de voltaje, de manera determinar la relación que hay entre los rizados de corriente y voltaje.

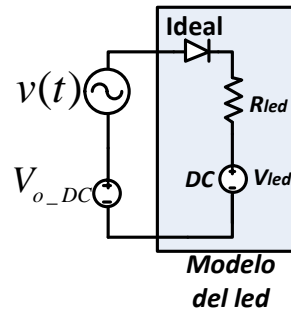


Figura 2.7 Circuito analizado.

$$\% Rv = \frac{\Delta V_o}{V_{o\_DC}} \quad (2.5)$$

$$\% Ri = \frac{\Delta I_o}{I_{DC}} = \frac{\frac{\Delta V_o}{R_{led}}}{\frac{V_{o\_DC} - V_{led}}{R_{led}}} = \frac{\Delta V_o}{V_{o\_DC} - V_{led}} \quad (2.6)$$

$$\frac{\% Ri}{\% Rv} = \frac{V_{o\_DC}}{V_{o\_DC} - V_{led}} = \frac{1}{1 - \frac{V_{led}}{V_{o\_DC}}} = 1 + \frac{V_{led}}{R_{led} I_{DC}} \quad (2.7)$$

De esta forma, en la ecuación (2.7), se observa que la relación entre el rizo de corriente y el rizo de voltaje va a estar dada por las constantes del tipo de LED que se usa y la corriente promedio del LED que se entrega. Cabe resaltar que esta relación siempre será mayor a uno por lo tanto siempre se tendrá un rizo de corriente mayor que el rizo de voltaje

aplicado al LED. Además, la corriente en el modelo de LED sólo comenzará a fluir cuando los voltajes de alimentación sumados sean mayores que el voltaje de rodilla ( $V_{LED}$ ).

Si el LED fuera sustituido por una resistencia que consumiera la misma potencia la relación entre los rizados sería siempre 1, lo que significa que tanto el rizo de corriente como el rizo de voltaje tendrían serian proporcionales y la carga resistiva tendría siempre el mismo voltaje que el de las fuentes con que se alimenta.

## 2.4 Comportamiento de un convertidor con carga LED y carga resistiva

Se realizó la simulación de un par de convertidores idénticos, como los que se muestran en la Figura 2.8, se trata de convertidores flyback en MCD que entregan una potencia de 28.7 W, uno se le colocó una carga equivalente al modelo del LED seleccionado y al otro una carga puramente resistiva (16.05  $\Omega$ ).

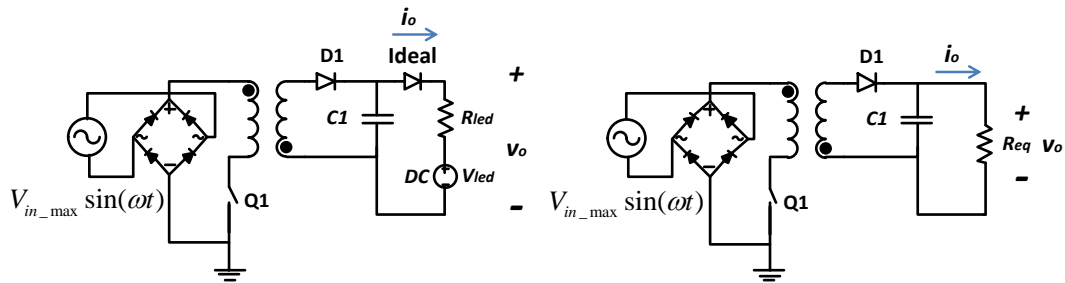


Figura 2.8 Convertidores simulados

En la Figura 2.9 se observan los resultados de la simulación, en el trazo superior se observa el voltaje y corriente de salida para la carga LED y en el trazo inferior el voltaje y corriente para la resistencia equivalente. Se aprecia que el voltaje del modelo de LED nunca disminuye más allá del voltaje característico del LED ( $V_{LED}$ ) y tiene una ondulación mucho más pequeña que la carga resistiva; por otra parte, la corriente del LED es más cercana a 0A y cuenta con un rizo de corriente mucho más grande que la carga resistiva.

La corriente del LED es más cercana a cero debido a que la potencia instantánea, que es entregada durante el cruce por cero del voltaje de línea, del convertidor, debe ser igual a 0 W, en ese instante la única fuente de potencia es el capacitor  $C1$  y el producto de la corriente y voltaje de salida debe ser igual a la potencia entregada por el capacitor, esto aplica tanto para la carga resistiva como para la carga LED; debido a que el voltaje de salida del LED no bajara de 32 V que corresponde al voltaje característico del LED obliga a la corriente a disminuir para cumplir con la condición de potencia. Por otra parte el convertidor con carga resistiva no llega a tener una corriente igual a 0 A, esto debido a que el voltaje también disminuye a un valor muy cercano a cero y permite que la corriente pueda tener un valor más elevado.

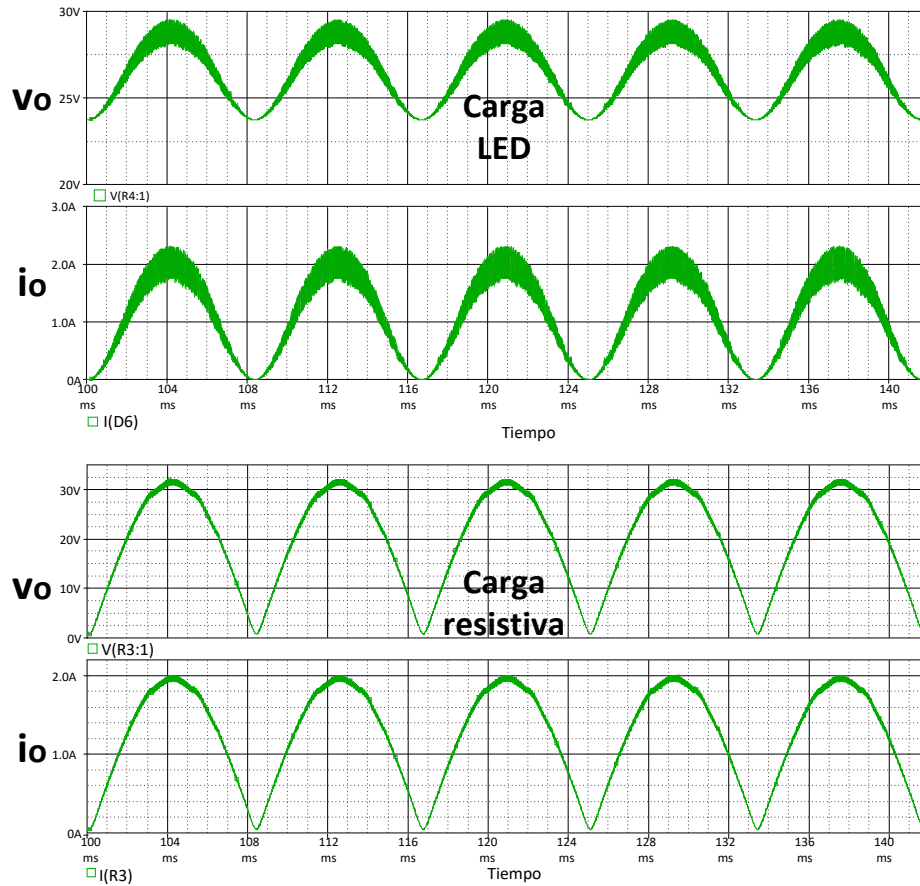


Figura 2.9 Resultados de simulación de convertidores con carga LED y carga resistiva.

Ambas simulaciones se realizaron para un capacitor de salida de 8  $\mu\text{F}$ ; para corroborar la simulación, se realizó una prueba experimental y se obtuvieron los resultados mostrados en la Figura 2.10 para la carga resistiva, mientras que para la carga LED se muestra en la Figura 2.11.

De ambas imágenes se observa el voltaje de la carga en amarillo, la corriente de la carga en azul y la potencia consumida por la carga en rojo; se puede concluir que el rizo de voltaje en una carga LED siempre será menor que el rizo de una carga resistiva que consuma la misma potencia y se debe a que el voltaje característico del LED ( $V_{LED}$ ) funciona como una barrera la cual no permite que el voltaje entregado por el convertidor baje más que éste. Por parte de la corriente se aprecia como la corriente en el LED tiene forma sinusoidal con una componente de CD y es ligeramente mayor que la corriente de la carga resistiva.

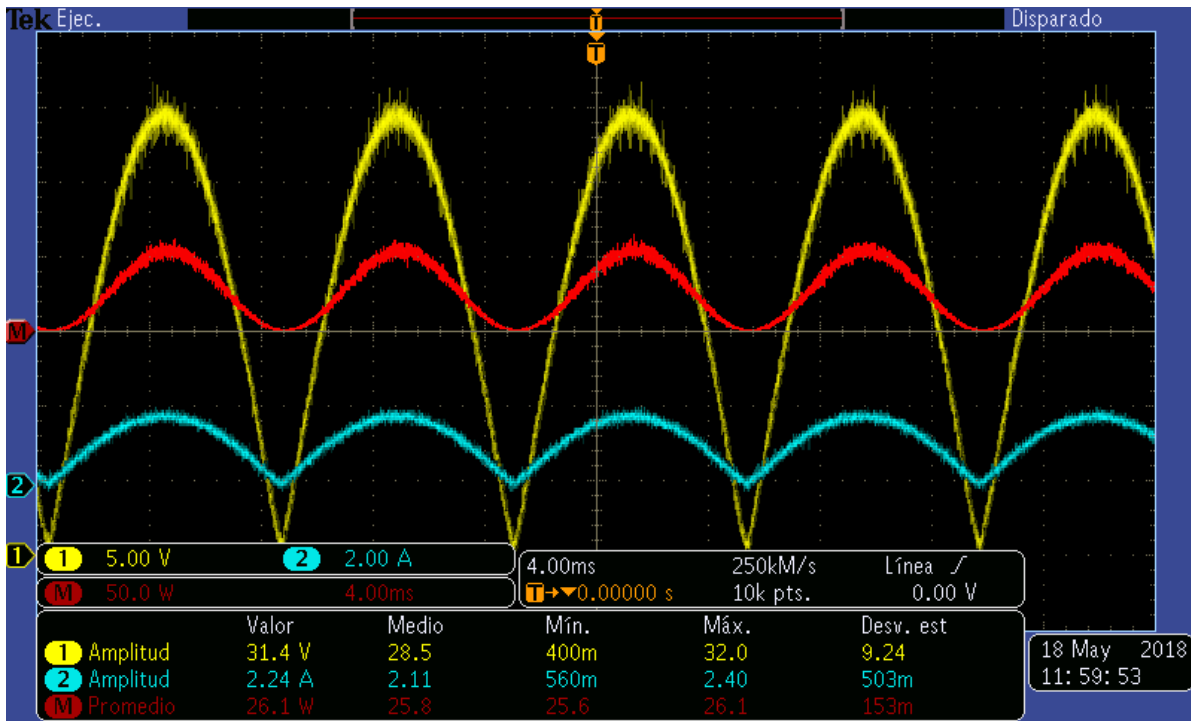


Figura 2.10 Convertidor con carga resistiva.

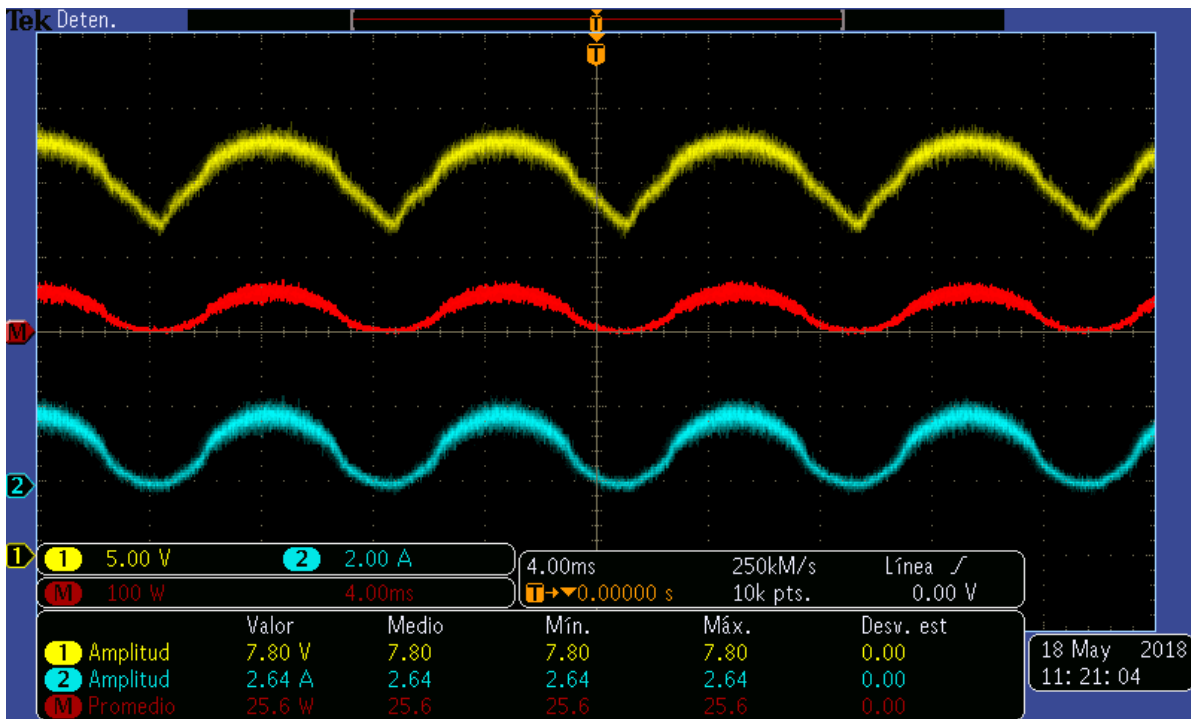


Figura 2.11 Convertidor con carga LED.



# Capítulo 3 Análisis del convertidor *flyback* con diferentes cargas

Para llevar a cabo un análisis integro de la topología se dividió su estudio en tres partes:

- Análisis de un *flyback* convencional con una carga igual al modelo del LED.
- Análisis de un *flyback* convencional con una carga con un inductor en serie con el modelo del LED.
- Análisis del comportamiento en baja frecuencia con el puerto de rizo
- Análisis del transitorio que ocurre cuando se acciona el puerto de rizo para una carga igual al modelo del LED.

## 3.1 Análisis del convertidor *flyback* con una carga igual al modelo del LED.

Para determinar los parámetros para alimentar una carga LED, como son voltaje y corriente es necesario tomar en cuenta algunas consideraciones ya que el modelo del LED propuesto en la Figura 2.6, es más complejo que una simple carga resistiva, el voltaje y la corriente del LED estarán definidos de acuerdo a la gráfica de la Figura 2.5, para determinar un punto de funcionamiento en dicha grafica solamente es necesario conocer la potencia del LED y las constantes del LED, en la ecuación (3.1) se muestra el voltaje al cual debe alimentarse el LED y la corriente en la ecuación (3.2)

$$V_o = \frac{V_{led}}{2} \left( 1 + \sqrt{1 + \frac{4PR_{led}}{V_{led}^2}} \right) \quad (3.1)$$

$$i_o = \frac{V_o - V_{led}}{R_{led}} \quad (3.2)$$

Sin embargo dichos voltaje y corriente corresponden a los valores promedios esperados a la salida del convertidor y dado que el convertidor está siendo alimentado por una fuente sinusoidal rectificadora que varía de un valor máximo de voltaje  $V_m$ , que corresponde a 179.6 V del voltaje pico de line, hasta un valor mínimo de 0 V, la forma de onda completa de salida tendrá un rizo considerable que en el peor de los casos será de 200% como se predijo con la ecuación (2.4).

Por lo tanto es necesario tomar los valores picos tanto de la corriente como del voltaje para el peor de los casos, que son el para el voltaje máximo de alimentación  $V_m$  y el valor máximo de corriente y voltaje a la salida. Entonces los valores esperados a la salida en

el modelado estarán dados para la corriente máxima de salida que se muestra en la ecuación (3.3) y el voltaje máximo a la salida en la ecuación (3.4).

$$I_{o\_max} = 2i_o \quad (3.3)$$

$$V_{o\_max} = i_{o\_max} R_{led} + V_{led} \quad (3.4)$$

De este modo todo el análisis estará siendo afectado por las constantes características del LED, como ejemplos la ganancia estará definida por el voltaje máximo de salida y el voltaje máximo de entrada como se muestra en la ecuación (3.5)

$$M = \frac{V_{o\_max}}{Vm} \quad (3.5)$$

Otro caso en el cual se ve influenciado por el cambio del modelo del LED en la carga es el cálculo de los inductores, como se muestra en la ecuación (3.6), en ella se aprecia que para realizar el cálculo, el cual se toma a partir de la ecuación del voltaje de un inductor, es necesario considerar el voltaje y la corriente máximos a la salida, los cuales están definidos como se mostró anteriormente por la potencia y las constantes del LED.

$$L_2 = \frac{D_{esc}^2 V_{o\_max} T_s}{2I_{o\_max}} \quad (3.6)$$

El circuito a analizar se muestra en la Figura 3.1, se puede observar que la carga es el modelo del LED descrito en la Figura 2.6. El convertidor flyback se diseñó para operar en modo de conducción discontinua, de tal manera que éste consiga tener un elevado factor de potencia, casi unitario. Considerando que la frecuencia de conmutación es mucho más elevada que la frecuencia de línea se puede tomar la entrada de voltaje como constante en un periodo de conmutación.

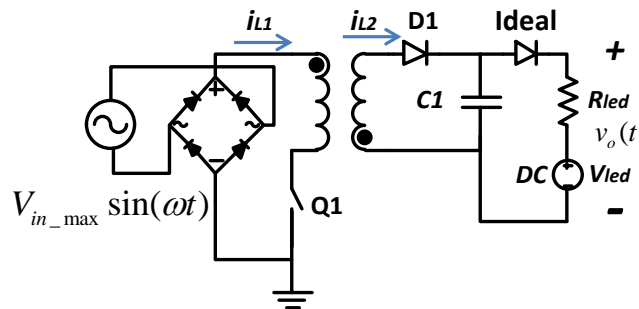


Figura 3.1 Convertidor flyback

Cuando el interruptor ( $Q_1$ ) se enciende la corriente primaria ( $i_{L1}$ ) aumenta linealmente desde cero hasta alcanzar un valor pico cuando el interruptor se apaga (Figura 3.2). El valor de este pico en cada ciclo de conmutación se puede calcular con la ecuación general de un inductor de la siguiente forma:

$$v_L = L \frac{di_{L_1}}{dt} \quad (3.7)$$

$$V_{in\_max} \sin(\omega t) = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = L_1 \frac{i_{pk\_p}}{DT_s} \quad (3.8)$$

$$i_{pk\_p} = \frac{V_{max} DT_s}{L_1} |\sin(\omega t)| \quad (3.9)$$

Al variar de forma sinusoidal el voltaje de entrada, el voltaje pico tendrá una variación sinusoidal también, como se observa en el trazo rojo de la Figura 3.2 y con la ecuación (3.9) se puede describir la envolvente de la forma de onda  $i_{L_1}$  y se observa en el trazo verde de la Figura 3.2.

El valor promedio de la corriente del primario por cada ciclo de conmutación se puede calcular con la integral de la corriente instantánea  $i_{L_1}$ , como se muestra en la ecuación (3.10), dado que el ciclo de trabajo es constante y el valor pico por cada ciclo de conmutación lo describe la ecuación (3.9), se obtiene la corriente promedio ( $i_{av\_p}$ ) manejada por el primario que varía en forma también sinusoidal y se muestra en el trazo azul de la Figura 3.2.

$$i_{av\_p} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L_1}(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \left[ \text{trazo triangular} \right] dt = \frac{1}{T_s} \left[ \frac{i_{pk\_p} DT_s}{2} \right] \quad (3.10)$$

$$i_{av\_p} = \frac{V_{max} D^2 T_s}{2L_1} |\sin(\omega t)| \quad (3.11)$$

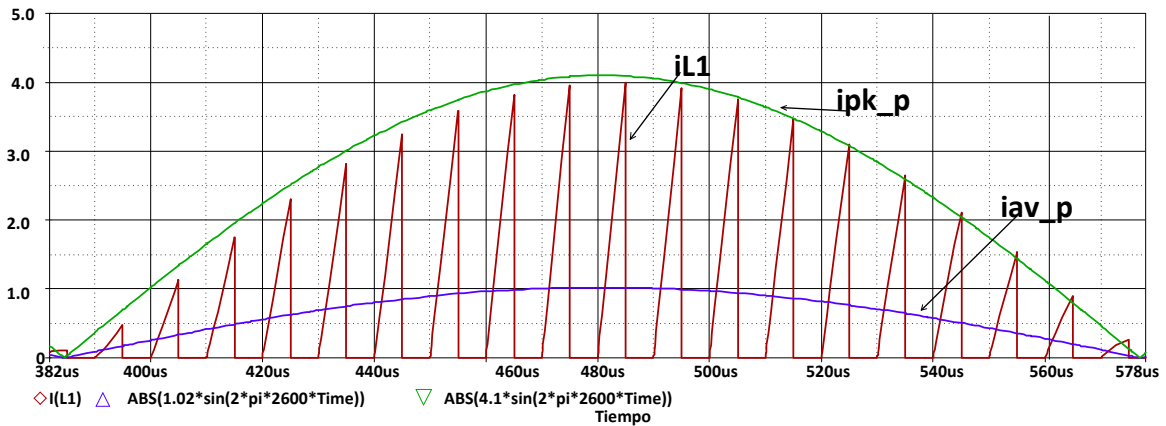


Figura 3.2 Corriente instantánea, pico y promedio del primario.

De forma similar se puede calcular el valor pico y el promedio de corriente por cada ciclo de conmutación del lado secundario el cual se observa en el trazo amarillo de la Figura 3.3. Para esto el valor pico se refleja del lado secundario con la relación de transformación:

$$i_{pk\_s} = \frac{nV_{max}DT_s}{L_1} |\sin(\omega t)| \quad (3.12)$$

Sin embargo a diferencia del caso anterior, el ciclo de trabajo de la descarga ( $D_{esc}$ ) es variable, cuando el voltaje de entrada es máximo se tiene un mayor tiempo de descarga en comparación que cuando suceden los cruces por cero del voltaje de línea, donde el tiempo de descarga es mínimo, debido a que se almacena menos energía en el transformador del *flyback* durante ese evento, por lo cual para conocer cómo varía el ciclo de trabajo de la descarga se utiliza la ecuación del inductor en (3.13), tomando en cuenta el voltaje pico de salida ( $i_{pk\_s}$ ) que se espera.

$$D_{esc} = \frac{L_2}{V_{o\_max}T_s} i_{pk\_s} \quad (3.13)$$

$$D_{esc} = \frac{nV_{max}DT_sL_2}{V_{o\_max}T_sL_1} |\sin(\omega t)| = \frac{V_{max}D}{nV_{o\_max}} |\sin(\omega t)| \quad (3.14)$$

Ya conocidos el ciclo de trabajo de descarga ( $D_{esc}$ ) y el valor pico por cada ciclo de conmutación se puede calcular en la ecuación (3.17) la corriente promedio del secundario ( $i_{av\_s}$ ) con la integral de las formas de onda de la corriente instantánea  $i_{L2}$ .

$$i_{av\_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L2}(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \left[ \text{triangular wave} \right] dt = \frac{1}{T_s} \left[ \frac{i_{pk\_s} D_{esc} T_s}{2} \right] \quad (3.15)$$

$$i_{av\_s} = \frac{1}{2} \left[ \frac{nV_{max}DT_s}{L_1} |\sin(\omega t)| \frac{V_{max}D}{nV_{o\_max}} |\sin(\omega t)| \right] \quad (3.16)$$

$$i_{av\_s} = \frac{V_{max}^2 D^2 T_s}{2L_1 V_{o\_max}} \sin^2(\omega t) \quad (3.17)$$

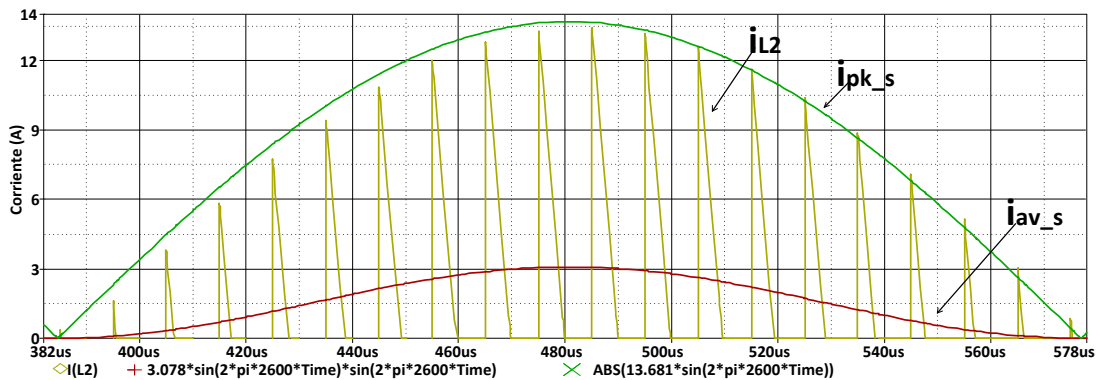


Figura 3.3 Corriente instantánea, pico y promedio del secundario.

De acuerdo a la ecuación (3.17) se comprueba que la corriente entregada por el secundario de un convertido *flyback* se comporta como una fuente de corriente con forma de una sinusoidal elevada al cuadrado y se aprecia su forma en el trazo rojo de la Figura 3.4. Por lo anterior entonces es posible sustituir el transformador, el interruptor, la fuente de voltaje y el puente rectificador, para simplificar el circuito como en la Figura 3.4 donde se sustituyen los componentes por la fuente corriente descrita.

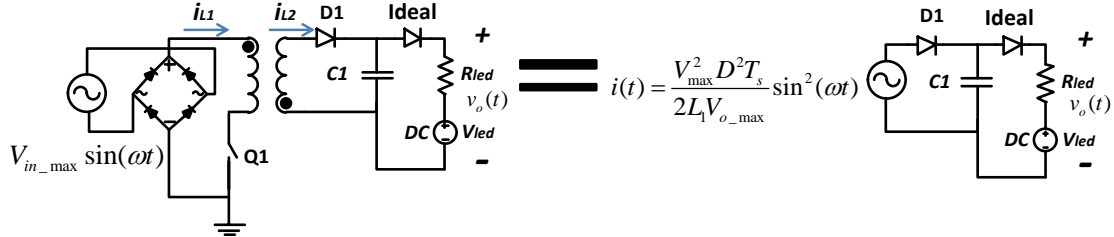


Figura 3.4 Circuito equivalente del convertidor *flyback*

Continuando el análisis se puede simplificar aún más la corriente promedio del secundario por periodo de conmutación, de la ecuación (3.17), aplicando las siguientes identidades:

$$\sin^2(\alpha) = \frac{1 - \cos(2\alpha)}{2} \quad (3.18)$$

$$\cos(\alpha) = \sin(90^\circ - \alpha) \quad (3.19)$$

$$\sin(-\alpha) = -\sin(\alpha) \quad (3.20)$$

Como resultado se observa en la ecuación (3.23) que la fuente sinusoidal se puede dividir en dos fuentes, una de corriente sinusoidal con un desfase y otra de corriente directa, la primera será la causante del rizo de baja frecuencia a la salida del convertidor, mientras la segunda es la corriente promedio de salida del convertidor de manera que el circuito quedaría como en la Figura 3.5

$$i_{av\_s} = \frac{V_{\max}^2 D^2 T_s}{2V_{o\_max} L_1} \left( \frac{1 + \sin(2\omega t - 90^\circ)}{2} \right) \quad (3.21)$$

$$\bar{I} = \frac{V_{\max}^2 D^2 T_s}{4V_{o\_max} L_1} \quad (3.22)$$

$$i_{av\_s} = \bar{I} (1 + \sin(2\omega t - 90^\circ)) \quad (3.23)$$

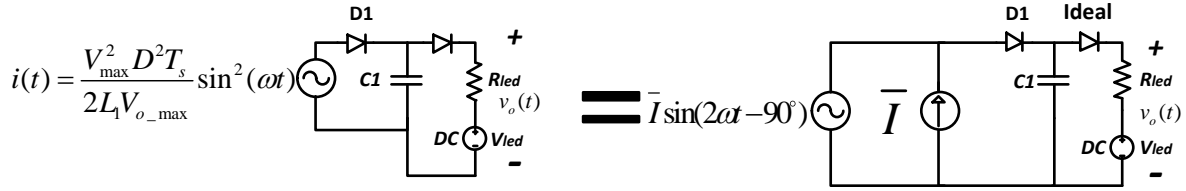


Figura 3.5 Segunda simplificación del secundario.

Ya con las fuentes de corriente separadas, el circuito se puede simplificar una vez más analizando por superposición, como se muestra en la Figura 3.6. La simplificación por superposición siempre se podrá aplicar mientras que el voltaje del secundario sea mayor al voltaje del modelo del LED ( $V_{ld}$ ), el circuito cumple los criterios de linealidad mientras el diodo no esté polarizado de manera inversa. Dado que el caso de estudio es el comportamiento en estado estacionario se pueden hacer algunas simplificaciones para cada caso:

- Para la fuente de alterna: se puede analizar de forma fasorial tomando solamente en cuenta el capacitor y la resistencia del circuito, además es de recordar que la frecuencia de la senoide es del doble de la frecuencia de línea.
- Para la fuente de directa: se considerará el capacitor como un circuito abierto de modo que sólo abra una malla por la cual fluya la corriente.

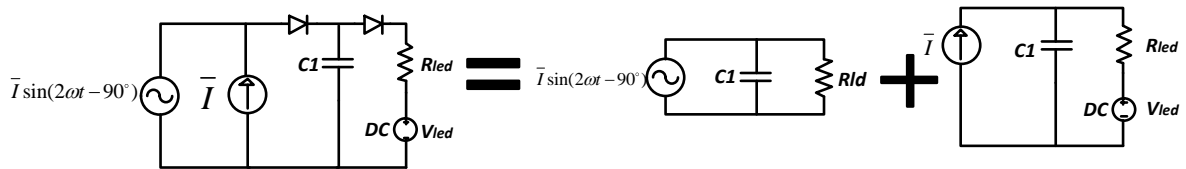


Figura 3.6 Tercera simplificación del secundario.

Por la parte de CD que se muestra en la Figura 3.7, el voltaje y la corriente promedio de salida estará definido por:

$$V_{o\_DC} = \bar{I} R_{led} + V_{led} \quad (3.24)$$

$$I_{o\_DC} = \bar{I} \quad (3.25)$$

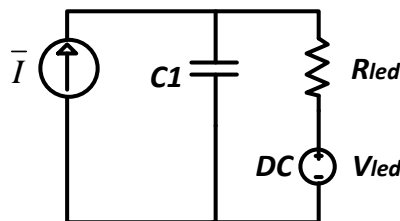


Figura 3.7 Equivalente de CD.

Mientras que para el análisis fasorial de la parte de alterna se muestra el circuito en la Figura 3.8.

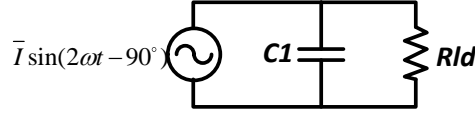


Figura 3.8 Equivalente de CA.

Analizando el circuito por medio de fasores, se puede calcular la impedancia total de la capacitancia y la resistencia en paralelo de la siguiente manera:

$$X_c = \frac{-j}{\omega C} \quad (3.26)$$

$$Z = \frac{X_c R_{led}}{X_c + R_{led}} = \frac{R_{led}}{1 + (\omega C R_{led})^2} (1 - j\omega C R_{led}) \quad (3.27)$$

Pasando la corriente del circuito y la impedancia a fasores tenemos que:

$$Z = \frac{R_{led}}{\sqrt{1 + (\omega C R_{led})^2}} \angle \tan^{-1}(-\omega C R_{led}) \quad (3.28)$$

$$i_{o\_AC} = \bar{I} \angle -90^\circ \quad (3.29)$$

Por lo cual el fasor de voltaje y corriente de salida estará dado por:

$$v_{o\_AC} = i_{o\_AC} Z = \frac{\bar{I} R_{led}}{\sqrt{1 + (\omega C R_{led})^2}} \angle (\tan^{-1}(-\omega C R_{led}) - 90^\circ) \quad (3.30)$$

$$i_{o\_AC} = \frac{\bar{I}}{\sqrt{1 + (\omega C R_{led})^2}} \angle (\tan^{-1}(-\omega C R_{led}) - 90^\circ) \quad (3.31)$$

Con estas ecuaciones se puede describir la forma de onda completa de voltaje y corriente de salida de las cuales se puede determinar el comportamiento en estado estacionario, el voltaje promedio, el rizo de voltaje de baja frecuencia a la salida y el porcentaje de rizo de voltaje.

$$v_o(t) = V_{o\_DC} + \bar{I} \frac{R_{led}}{\sqrt{1 + (\omega C R_{led})^2}} \sin(2\omega t + (\tan^{-1}(-\omega C R_{led}) - 90^\circ)) \quad (3.32)$$

$$\Delta V_o = \frac{V_{\max}^2 D^2 T_s}{2V_{o\_\max} L_1} \frac{R_{led}}{\sqrt{1 + (\omega C R_{led})^2}} \quad (3.33)$$



$$\% R_v = 100 * \frac{2}{\sqrt{1 + (\omega CR_{led})^2}} \frac{\bar{I} R_{led}}{V_{led} + \bar{I} R_{led}} \quad (3.34)$$

$$i_o(t) = \bar{I} + \frac{\bar{I}}{\sqrt{1 + (\omega CR_{led})^2}} \sin(2\omega t + (\tan^{-1}(-\omega CR_{led}) - 90^\circ)) \quad (3.35)$$

Del mismo modo se puede calcular el rizo de corriente de baja frecuencia y el porcentaje de rizo de corriente en las siguientes ecuaciones.

$$\Delta I_o = \frac{\bar{I}}{\sqrt{1 + (\omega CR_{led})^2}} \quad (3.36)$$

$$\% R_i = 100 * \frac{2}{\sqrt{1 + (\omega CR_{led})^2}} \quad (3.37)$$

Si se toma como límite superior de diseño un rizo de corriente de 50%, como se dijo en el capítulo 2, éste se puede sustituir en la ecuación (3.37) y despejar de tal modo que se obtenga una constante de tiempo.

$$CR_{led} = \frac{\sqrt{15}}{240\pi} = 5.13 * 10^{-3} \quad (3.38)$$

De esta constante se observó que para cualquier convertidor *flyback*, el rizo deseado dependerá solamente de la resistencia característica del LED y del capacitor. De aquí se infiere que para disminuir la capacitancia de salida del convertidor es recomendable contar con un LED con una resistencia equivalente lo más grande posible.

Sin embargo esto no se puede tomar como una solución definitiva al problema del porcentaje de rizo de corriente, debido a que al tener una resistencia característica muy grande trae consigo repercusiones negativas, como puede ser el aumento en el porcentaje de rizo de voltaje, de acuerdo a la ecuación (2.7), la relación que existe entre el porcentaje de los rizados dependerá también del voltaje y resistencia característicos del LED.

Para apreciarlo de mejor forma se realizó la Tabla 5, en ella se varió la resistencia característica para tres LED con la misma potencia, voltaje característico y se buscó el capacitor necesario para tener un porcentaje de rizo de corriente de 50%; se observó que el aumento de la resistencia característica trae consigo la disminución de la relación de rizados y por ende el aumento en el porcentaje de rizo de voltaje; sin embargo la disminución en la capacitancia es proporcional a los aumentos del valor de resistencia, mientras que el rizo de voltaje aumenta de manera más sutil, y la energía almacenada en el capacitor también decrece.

Tabla 5 Análisis con variación de resistencia.

$\%R_i$ (%)	50		
$P$ (W)	27.9		
$V_{LED}$ (V)	23.75		
$R_{LED}$ ( $\Omega$ )	2.5	5	7.5
$C$ (mF)	2.05	1.025	0.685
$I_o$ (A)	1.057	0.975	0.912
Relación de rizados	9.988	5.634	4.472
$\%R_v$ (%)	5.006	8.874	11.179
$E_c$ (mJ)	750.27	456.48	357.33

Por todo lo anterior el criterio de aumentar la resistencia característica del LED como método para disminuir la capacitancia tendrá como límite la tolerancia que tenga la carga al porcentaje de rizo de voltaje.

Todas estas ecuaciones no se encuentran reportadas en la literatura por lo que se consideran una aportación de este trabajo.

### 3.2 Análisis del convertidor *flyback* con un inductor a la salida

En la Figura 3.9 se visualiza el convertidor *flyback* con el puerto de rizo, como se observó en su comportamiento la carga tendrá una corriente con cruces muy cercanos por cero, los cuales deberán ser compensados por el puerto de rizo, si el capacitor  $C_2$  del puerto de rizo está cargado al momento que  $Q_2$  se cierre generará la descarga del capacitor  $C_2$ , por esta razón se coloca un inductor que impedirá que el capacitor se descargue rápidamente y de esta manera rellenar los valles mejor.

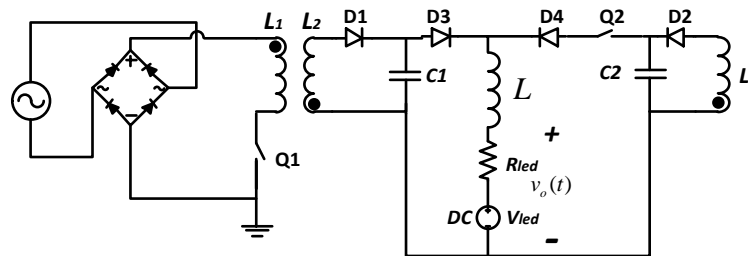


Figura 3.9 Convertidor *flyback* con puerto de rizo e inductor en la carga.

Por tal motivo es necesario analizar los efectos de aumentar a la carga un inductor en serie a un convertidor *flyback* convencional, como se observa en la Figura 3.10, además de determinar el comportamiento del circuito de descarga RLC del lado del puerto de rizo.

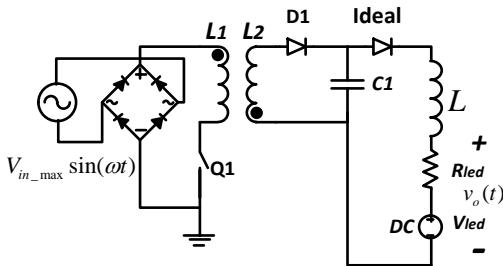


Figura 3.10 Convertidor *flyback* con el modelo de LED como carga con un inductor.

Para comprender el funcionamiento del circuito se realizó una simulación, los voltajes de salida se muestran en la Figura 3.11, el convertidor simulado es el mismo que se utilizó en la Figura 2.8, solamente se agregó un inductor de 10 mH y se varió la capacitancia a valores de 1 uF, 40 uF, 70 uF y 100 uF.

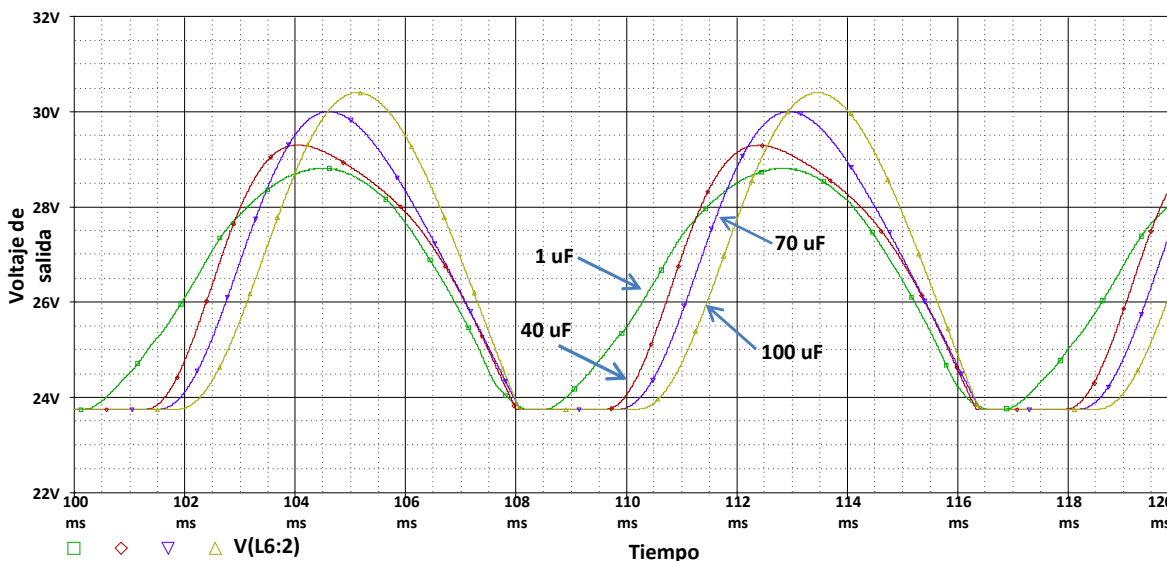


Figura 3.11 Simulación de convertidor con inductor en serie con la carga.

En la Figura 3.11 se observa que cuando el voltaje pasa por los 23.75 V que es el voltaje característico del LED, éste se mantiene ahí por un tiempo que aumenta con la capacitancia, esto se debe a que el sistema tiene un comportamiento no lineal debido a que el inductor se opone al cambio instantáneo de corriente, durante este tiempo el capacitor (C1) absorbe toda la corriente entregada por el secundario y se mantendrá así hasta que el voltaje del capacitor sea mayor que el voltaje característico del LED; cuando la corriente comienza a fluir por la carga, la energía almacenada por el capacitor se libera durante la cresta de voltaje y aumenta el rizo de salida, lo que explica que el rizo de voltaje aumente al elevar la capacitancia también.

Para hacer posible una aproximación a un circuito en el cual, toda la corriente entregada por el secundario del convertidor *flyback* sea transmitida a la carga, es recomendable tener un capacitor lo más pequeño posible, de modo que se tenga el circuito equivalente de la Figura 3.12.

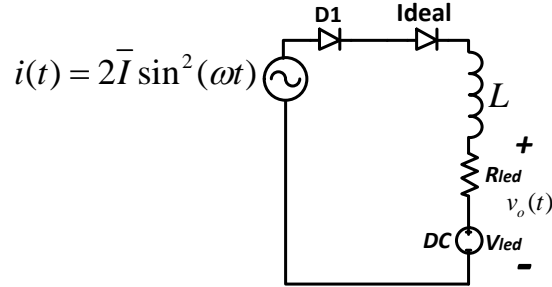


Figura 3.12 Equivalente del circuito con un capacitor despreciable.

El simplificar de esta manera el circuito determina que el inductor ( $L$ ) actuará como filtro de alta frecuencia y por otra parte atenuara la descarga de corriente del capacitor del puerto de rizo en baja frecuencia, esto ocasiona que el análisis que se realizó con promedios por cada ciclo de conmutación sea más preciso. En base a simulaciones se determinó que un capacitor de 1 uF es suficientemente pequeño para no representar un atraso en la alimentación de la carga.

### 3.3 Análisis del comportamiento en baja frecuencia con el puerto de rizo

Para comprender mejor el funcionamiento del convertidor *flyback* con puerto de rizo se dividió su funcionamiento en 4 tiempos de operación, en su análisis en baja frecuencia se tomará en cuenta que tanto la bobina del secundario como la bobina del puerto de rizo funcionan como fuentes de corriente, cuya suma en la ecuación (3.39), será igual a la corriente promedio por ciclo de conmutación que debería entregar el secundario ( $i_{av\_s}$ ), la cual se calculó en la ecuación (3.17), el circuito equivalente quedaría como se muestra en la Figura 3.13.

$$i_{av\_s} = i_{L2} + i_{L3} \quad (3.39)$$

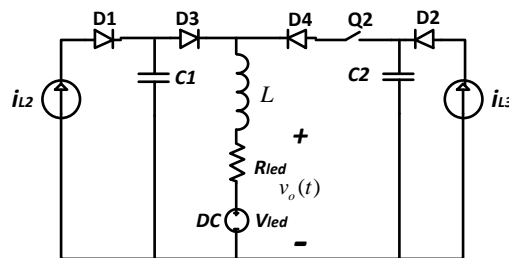


Figura 3.13 Circuito para el análisis en baja frecuencia con el puerto de rizo.

1. El primer tiempo de operación comprende la carga del capacitor de puerto de rizo  $C2$ , este tiempo está delimitado por el momento en el cual el interruptor  $Q2$  se abre y termina cuando el capacitor  $C2$  alcanza el mismo voltaje que  $L3$ . El circuito equivalente se muestra en Figura 3.14.

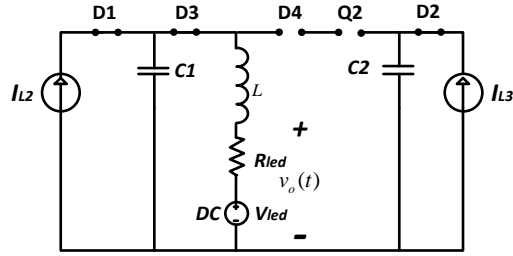


Figura 3.14 Primer estado de funcionamiento.

Este tiempo de operación es el único estado en el cual el puerto de rizo representa una carga para el convertidor, debido a que parte de la energía que se le suministraría a la carga es absorbida por el capacitor C2.

- Una vez que el capacitor C2 alcanza su voltaje máximo comenzará el segundo estado de operación, el cual se muestra su circuito equivalente en la Figura 3.15, se observa que el diodo D2 estará polarizado inversamente y al estar abierto toda la corriente promedio por ciclo de conmutación será entregada a la carga por la parte del secundario, de modo que en este estado el convertidor se comporta como un convertidor *flyback* convencional.

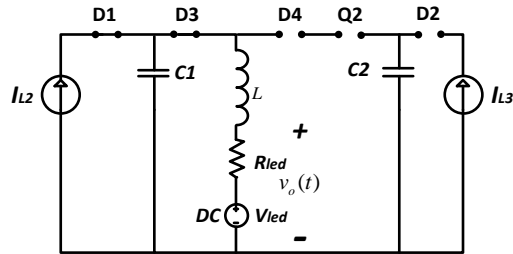


Figura 3.15 Segundo estado de funcionamiento

- El tercer estado de operación iniciará con el encendido del interruptor Q2, que se muestra en la Figura 3.16, el encendido debe darse poco antes del cruce por cero del voltaje de línea, y se calculará dependiendo del voltaje mínimo deseado en la carga, dicho tiempo, durante este estado el capacitor C2 comienza su descarga por lo cual los diodos D2 y D3 estarán abiertos, por lo que el capacitor será la única fuente de voltaje que alimente la carga, por otra parte toda la energía que entregue el convertidor será absorbida por el capacitor C1, sin embargo, esta será mínima debido a que todo este estado de operación sucede en la proximidad del cruce por cero del voltaje de línea por lo cual puede ser despreciable su cálculo.

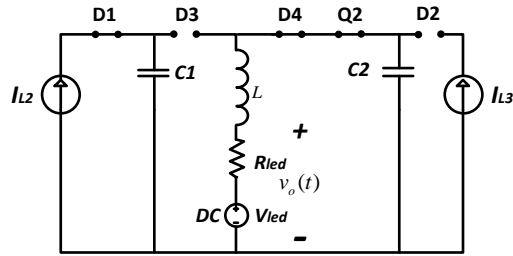


Figura 3.16 Tercer estado de funcionamiento.

4. Finalmente, el cuarto y último estado de funcionamiento se inicia de forma natural cuando el voltaje del capacitor C2 iguale el voltaje del inductor del puerto de rizo, el punto en el que ocurre este evento se analiza en la siguiente sección, continuando con el funcionamiento, toda la corriente promedio por ciclo de conmutación fluirá por el puerto de rizo, los diodos D1 y D2 estarán abiertos, por lo cual el convertidor funcionará una vez más como un convertidor *flyback* convencional sólo que esta vez con la diferencia de que opera con el capacitor de C2 que tiene un tamaño mucho mayor que el capacitor C1.

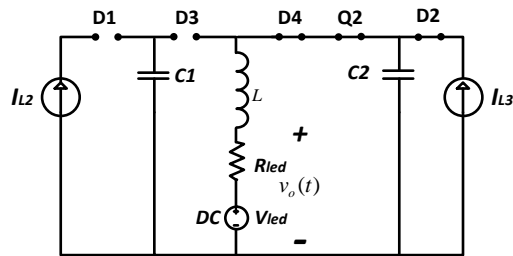


Figura 3.17 Último estado de funcionamiento.

### 3.4 Simulación del comportamiento en baja frecuencia con el puerto de rizo

A manera de ejemplificar mejor el comportamiento en la Figura 3.18 se muestran la corriente del capacitor del puerto de rizo, la corriente del secundario y del puerto de rizo, el voltaje de salida y el voltaje del capacitor, para las primeras 3 corrientes se muestra en los trazos verdes la corriente en alta frecuencia y en los trazos azules las corrientes promedio entregadas; para todas las gráficas se muestra el PWM que controla el interruptor Q2 a fin de identificar los tiempos de operación.

En el primer tiempo de operación, definido como A), se aprecia con mayor facilidad en el segundo trazo correspondiente a la corriente de inductor del puerto de rizo ( $i_{L3}$ ) y en la corriente el capacitor por ciclo de operación ( $i_c$ ) justo después de que se apague el interruptor se observa la corriente que es absorbida por el capacitor, de manera más sutil se puede observar cómo se eleva el voltaje en el último trazo ( $v_c$ ), contrario a lo que se podría pensar, el tiempo de carga es muy corto y podría despreciarse, ya que el voltaje del capacitor aumenta solamente 1 V, de 31V a 32V, esto es debido a que el capacitor C2 se carga de

manera natural en el cuarto estado de operación. La energía absorbida en este tiempo es 12.6 mJ que representa solo el 6.15% de la energía total del capacitor.

Para el segundo tiempo de operación, definido como B), la corriente que fluye por  $i_{L3}$  e  $i_c$  es cero, por lo que toda la corriente será procesada por el lado secundario del convertidor ( $i_{L2}$ ), como es el caso de un *flyback* convencional.

El tercer tiempo de operación se define en la gráfica como C), éste comprende la descarga del capacitor, para observar su duración es necesario mirar la corriente promedio del capacitor ( $i_c$ ), mientras la corriente esté en el lado negativo de la gráfica significará que el capacitor estará funcionando como fuente para la carga y terminará al pasar al lado positivo, la corriente del convertidor es absorbida en este estado por el capacitor C1, pero es despreciable como ya se dijo antes.

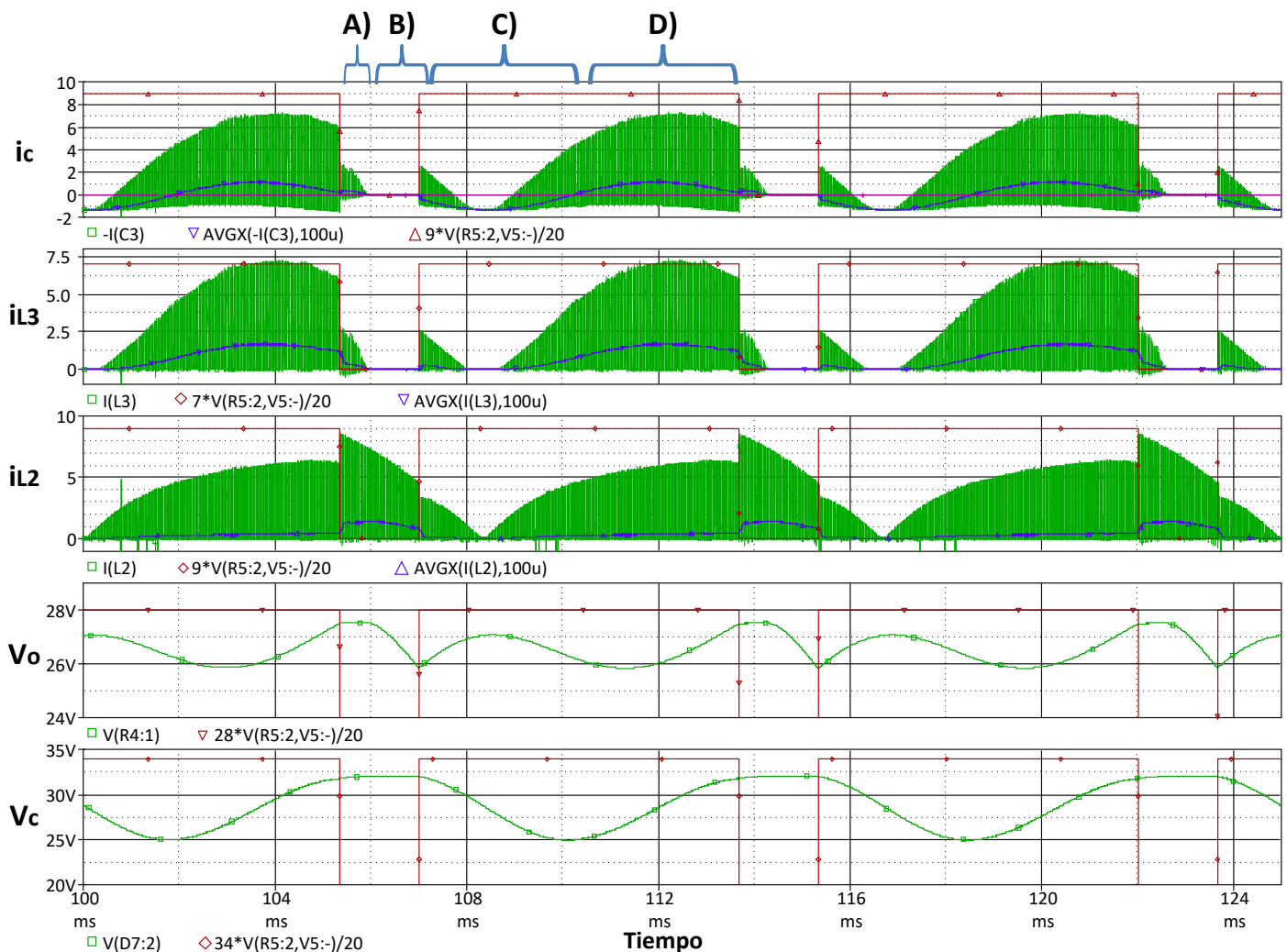


Figura 3.18 Comportamiento en baja frecuencia del convertidor con puerto de rizo.

Por último, el cuarto tiempo de operación se observa de igual manera en  $i_c$  y corresponde al lado positivo de la gráfica de la corriente promedio, dado que la corriente

promedio de un capacitor tiene que ser cero, en esta etapa el capacitor comienza a cargarse de manera natural ya que toda la corriente será procesada por el puerto de rizo, de modo que este funciona como un *flyback* convencional pero por el lado del puerto de rizo, en este estado es cuando el capacitor C2 recibe la mayor parte de su carga que va de los 23.75 V a los 31 V, así la carga en el estado A) no será tan pronunciada.

### 3.5 Validación del comportamiento por medio de ecuaciones

A continuación se plantean las ecuaciones que rigen el comportamiento de cada estado de operación, el cálculo se realiza de manera teórica y experimental con los valores necesarios para este trabajo, el método a seguir partirá del estado de operación B y de él se calcularán las condiciones iniciales para los estados C y D, que a su vez dan pauta para el análisis del estado A.

Es necesario aclarar que dentro de las consideraciones para el análisis de los circuitos, se encuentra que en los diodos no se consideraron caídas de voltaje ya que se modelaron como interruptores ideales.

#### 3.5.1 Estado de operación B convertidor *flyback* convencional por el secundario

El convertidor *flyback* con puerto de rizo comparte en este estado de operación B) el mismo funcionamiento que un convertidor *flyback* convencional, esto se observa desde que se presentó el circuito equivalente para este estado en la Figura 3.15, aun así para mirarlo de mejor manera se tiene la Figura 3.19 en la cual se muestran los trazos para las corrientes de salida de un convertidor *flyback* con y sin puerto de rizo en rojo y verde respectivamente. De la Figura 3.19 se puede observar que ambas señales se traslapan casi perfectamente en el estado de operación B, por lo que es ideal para el comienzo del diseño, ya que las ecuaciones que determinan el comportamiento en estado estacionario para un convertidor *flyback* fueron presentadas al inicio del capítulo 3.

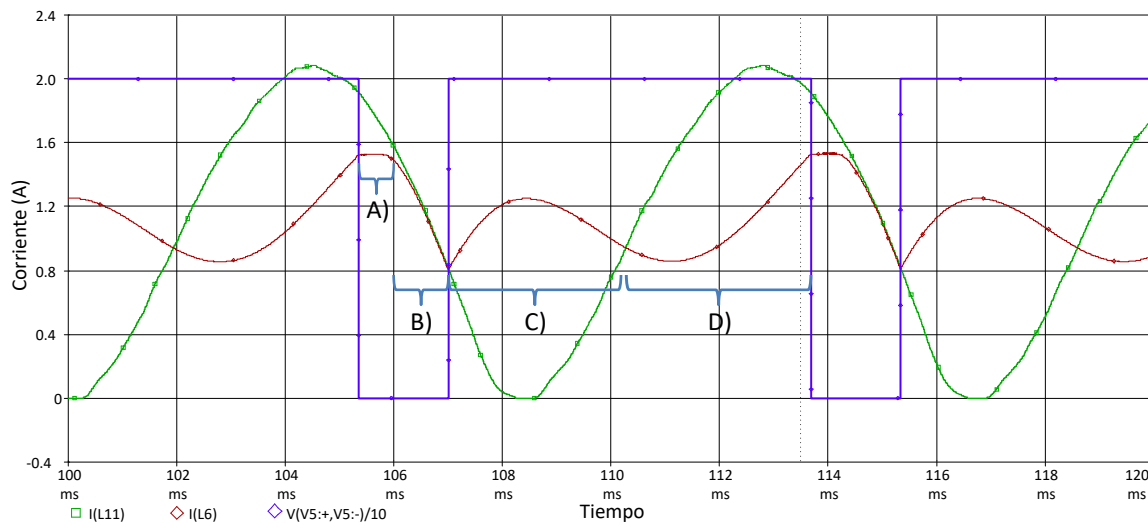


Figura 3.19 Corriente de salida para *flyback* con y sin puerto de rizo.



Como es el caso de la corriente de salida, la ecuación (3.35), puede predecir el comportamiento en este estado de operación, e incluso dado que el capacitor que se utiliza en este estado es el C1 y este es demasiado pequeño se puede usar la ecuación (3.23) que simplifica aún más los cálculos.

Para determinar el tiempo en el cual Q2 se debe accionar tomando como referencia el cruce por cero se puede despejar el tiempo de la ecuación (3.23) para obtener la ecuación (3.40).

$$t_{on} = \frac{1}{2f} \left( 1 - \frac{\arcsin \sqrt{\frac{i_{\min}}{2I}}}{\pi} \right) \quad (3.40)$$

Para el caso de estudio se selecciona una corriente mínima de 0.8 A, la cual requerirá un tiempo de 6.57 ms, por lo que se tiene la condición inicial del inductor para el siguiente estado de operación y el tiempo de accionamiento del MOSFET.

En la Figura 3.20 se muestra el trazo en amarillo de la ecuación (3.23), para validar la proximidad que existe entre los cálculos y la simulación.

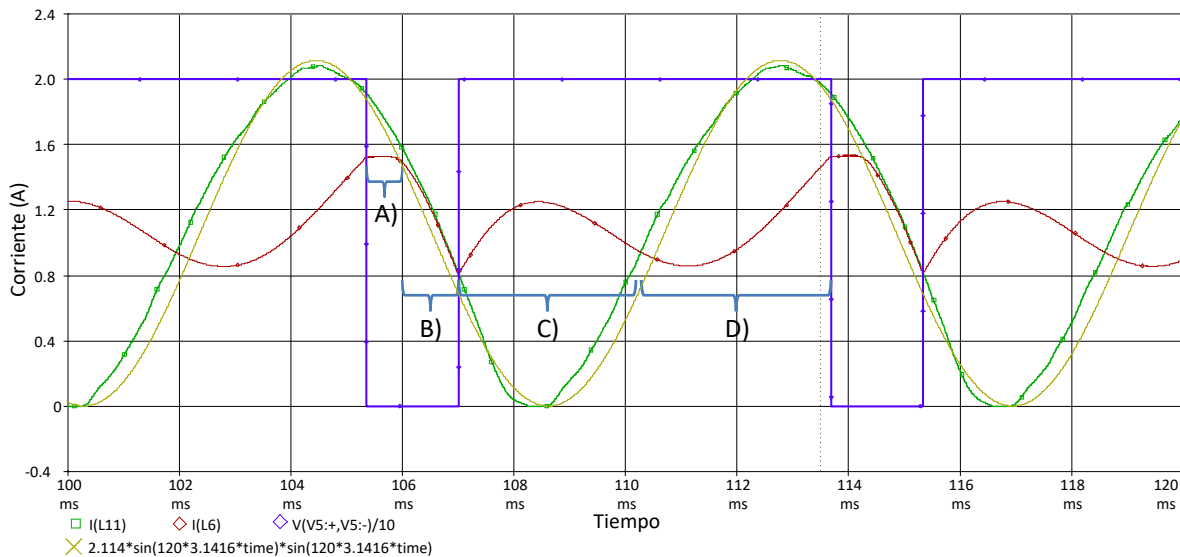


Figura 3.20 Comparación de las corrientes simuladas y calculadas sin puerto de rizo

### 3.5.2 Estado de operación C) descarga ideal del capacitor C2

En el estado de operación C) la corriente que es suministrada por el convertidor durante este estado de operación es despreciable, debido a que ocurre durante los cruces por cero, además de que esta pequeña corriente es absorbida por el capacitor C1, de manera que la única fuente conectada a la carga será el capacitor.

La carga del capacitor siempre estará definida por el voltaje máximo esperado a la salida, pero todos los cálculos hechos en este trabajo son tomando en cuenta esa característica por lo que la carga del capacitor está definida por la ecuación

$$V_C(0) = V_{o\_max} * M \quad (3.41)$$

Para determinar los valores de los componentes del circuito RLC, que comprenden el puerto de rizo y la carga (Figura 3.21), se debe saber el tiempo que el puerto de rizo va a estar activo durante los valles generados por los cruces por cero del voltaje de alimentación, el cual debe ser menor de 4.166 ms, ya que esta es la duración del valle porque el rizo está al doble de la frecuencia de línea.

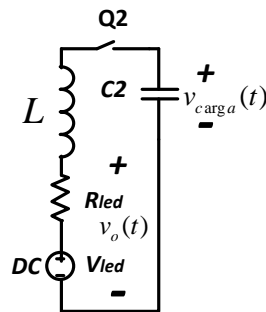


Figura 3.21 Puerto de rizo con carga.

De modo que calcularemos L con la siguiente ecuación, donde  $x$  es un factor que determina qué fracción del periodo queremos que trabaje el puerto de rizo.

$$L = \frac{1}{C_2} \left( \frac{1}{120\pi x} \right)^2 \quad (3.42)$$

De tal modo que el comportamiento del transitorio del circuito RLC estará dado por la siguiente ecuación diferencial homogénea y sus condiciones iniciales.

$$i'' + \frac{R_{led}}{L} i' + \frac{1}{LC_2} i = 0 \quad (3.43)$$

$$i_L(0) = 0 \quad (3.44)$$

$$i'(0) = \frac{V_{c2}(0) - V_{led} - i_L(0)R_{led}}{L} \quad (3.45)$$

La condición de inicial de corriente no se toma en cuenta en este análisis debido a que solo se estudia la descarga ideal del capacitor C2 como se muestra en Figura 3.22

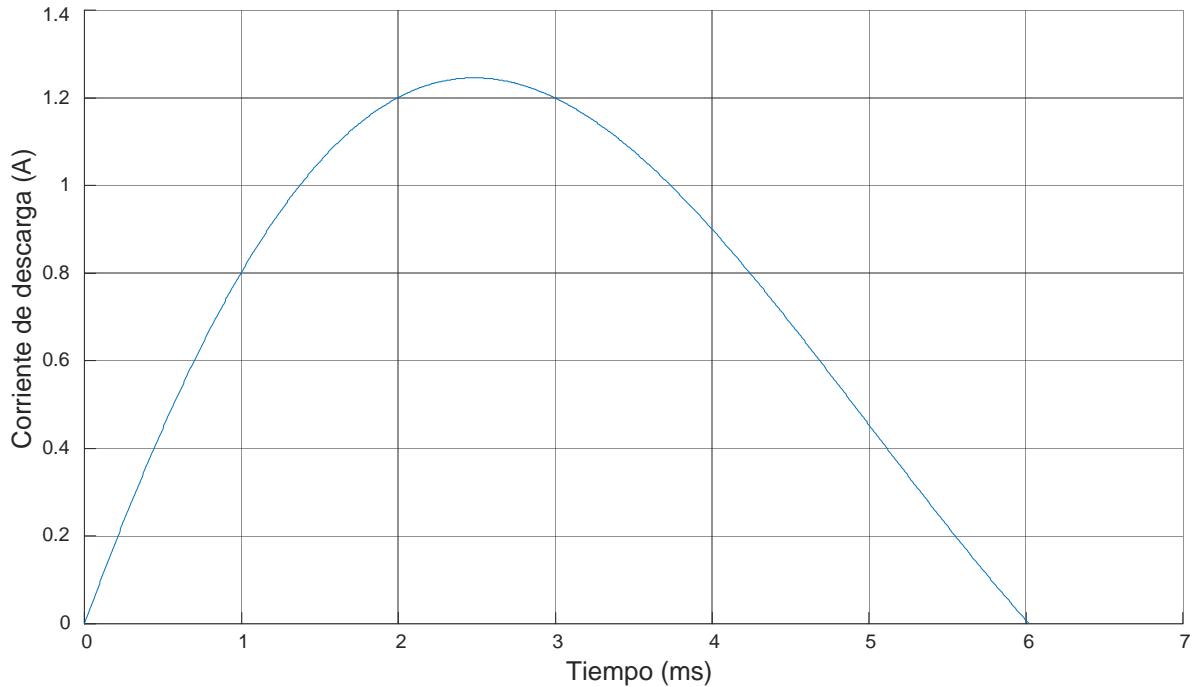


Figura 3.22 Descarga ideal del capacitor.

### 3.5.3 Estado de operación C y D *flyback* convencional por el puerto de rizo

Los tiempos de operación C) y D) se pueden analizar de forma conjunta, ya que durante la descarga del capacitor la corriente de la fuente es mínima y después de eso el convertidor actúa como un *flyback* convencional por la parte del puerto de rizo, esta transición ocurre de manera natural por lo cual es difícil delimitar cuando termina y comienza un estado de otro, por lo que es preferible analizar el circuito de la Figura 3.17 con la condición inicial del capacitor cargado que corresponde a 32 V para este caso.

El sistema de ecuaciones diferenciales, que se muestra en la ecuación (4.1), será parecido al caso anterior de la descarga del capacitor (3.43), con la diferencia de que esta vez es un caso no homogéneo debido a la fuente de corriente, dicha fuente tendrá que estar desfasada un ángulo  $\theta$ , el cual estará definido de acuerdo al tiempo calculado en la ecuación (3.40) pero en radianes.

$$i'' + \frac{R_{led}}{L} i' + \frac{1}{LC_2} i = 2\bar{I} \sin^2(\omega t + \theta) \quad (4.1)$$

$$i_L(0) = 0.8A \quad (4.2)$$

$$v_{c2}(0) = 32V \quad (4.3)$$

$$i_L'(0) = \frac{V_{c2}(0) - V_{led} - i_L(0)R_{led}}{L} \quad (4.4)$$

En la Figura 3.23, se muestra la solución del sistema de ecuaciones planteado, en azul se muestra la corriente de salida del sistema, y en rojo la fuente de corriente que la alimenta, se pueden apreciar los dos estados de funcionamiento.

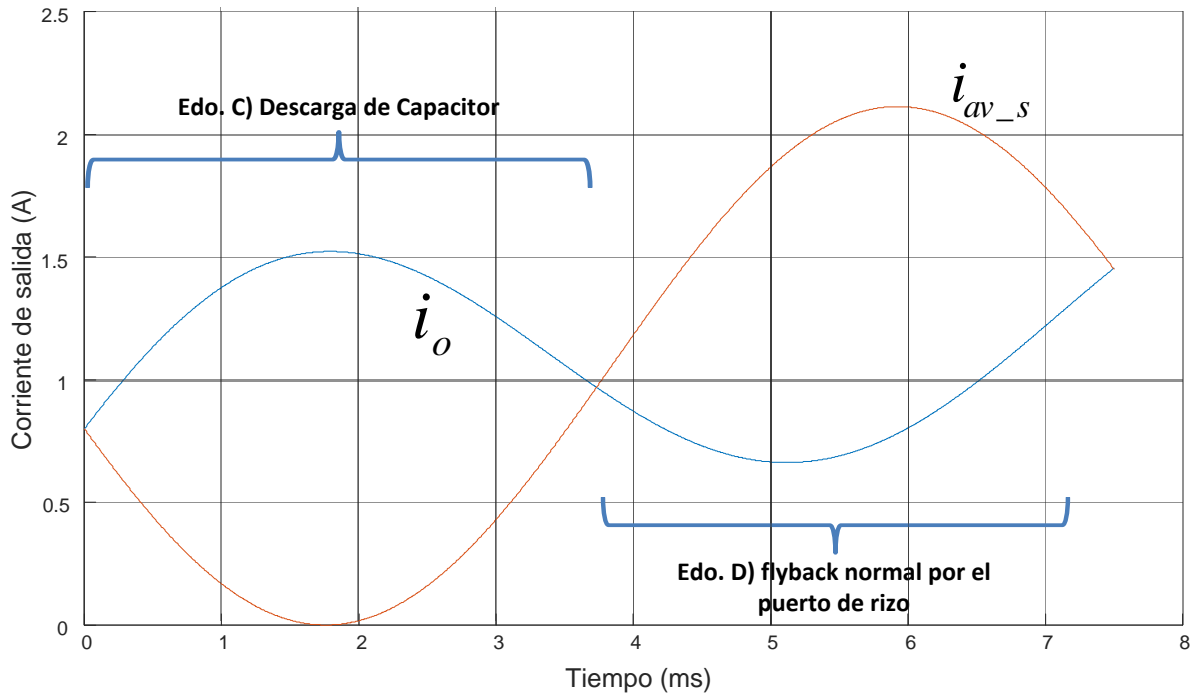


Figura 3.23 Comportamiento en los estados de funcionamiento C y D.

### 3.5.4 Estado de operación A carga del capacitor C1

Con base en la Figura 3.23 y las ecuaciones que lo formaron, se puede determinar el máximo pico deseado en la corriente de salida, así como las condiciones iniciales para el inicio del estado de operación A), que en este caso corresponden a una corriente de 1.53 A, como se explicó anteriormente la carga del capacitor en este estado se despreciara para simplificar las ecuaciones, ya que solo representa el 6.15% de la carga total del capacitor.

Por otra parte el inicio de este estado comienza con el apagado del interruptor Q2, por lo para calcular el tiempo que estuvo encendido dependerá de la selección del máximo pico, para el caso de 1.53 corresponden 7.5ms los cuales deberá estar prendido.

Este estado es el de la duración más corta, debido a que la carga del capacitor es muy rápida, por lo que se considera que para este estado la corriente entregada por el convertidor será constante.

# Capítulo 4 Diseño e implementación

Para diseñar la fuente de alimentación se toman como datos de diseño los valores de la Tabla 6.

Tabla 6. Datos de diseño.

Variable	Parámetro	Cantidad	Unidad	Variable	Parámetro	Cantidad	Unidad
Frecuencia de conmutación	$f_s$	100	kHz	Ciclo de trabajo de descarga	$D_{esc}$	0.45	
Ciclo de trabajo	$D$	0.5		Resistencia del LED	$R_{led}$	7.5	$\Omega$
Voltaje máximo	$V_{max}$	179.605	V	Voltaje de LED	$V_{led}$	23.75	V
Factor de discontinuidad	$fd$	0.9		Potencia de LED	$P$	9.3	W

A diferencia de una metodología convencional para el diseño de cualquier otro convertidor, aquí se establecen desde el inicio variables que normalmente son calculadas, como lo son el ciclo de trabajo, además de que en el factor de discontinuidad usualmente  $K$ , que se utiliza para determinar qué tan cerca o lejos se encuentra un convertidor en MDC de la frontera, es sustituido por un factor de discontinuidad ( $fd$ ) el cual representa el porcentaje del periodo de conmutación que utilizará para el tiempo de encendido y apagado, de modo que un  $fd=1$  representa un convertidor trabajando en la frontera.

Para los cálculos se tomó en cuenta el peor caso, el cual ocurre cuando el voltaje de alimentación es máximo, de modo que el voltaje deseado a la salida del convertidor corresponderá al valor pico de salida, por lo que el rizo de voltaje en la salida será del tamaño  $V_{o\_max} - V_{led}$ , otra punto a considerar es que la carga utilizada fue 3 LED en paralelo.

Tabla 7. Cálculos del Convertidor flyback.

Variable	Fórmula	Cantidad	Unidad
Resistencia del arreglo LED	$R_{led} / 3$	2.5	$\Omega$
Potencia del arreglo LED	$3P$	27.9	W
Voltaje promedio	$V_o = \frac{V_{led}}{2} \left( 1 + \sqrt{1 + \frac{4PR_{led}}{V_{led}^2}} \right)$	26.393	V
Corriente promedio	$i_o = \frac{V_o - V_{led}}{R_{led}}$	1.057	A

<b>Corriente máxima LED</b>	$i_{o\_max} = 2i_o$	2.114	A
<b>Voltaje máximo LED</b>	$V_{o\_max} = i_{o\_max} R_{led} + V_{led}$	29.0355	V
<b>Ganancia</b>	$M = \frac{V_{o\_max}}{V_m}$	0.1617	
<b>Inductancia del secundario</b>	$L_2 = \frac{D_{esc}^2 V_{o\_max} T_s}{2I_{o\_max}}$	13.905	uH
<b>Relación de Vueltas</b>	$n = \frac{D}{MD_{esc}}$	6.8730	
<b>Inductancia del primario</b>	$L_1 = n^2 L_2$	656.85	uH
<b>Corriente pico del primario</b>	$i_{pk\_p} = \frac{V_{max} D T_s}{L_1}$	1.367	A
<b>Corriente pico del secundario</b>	$i_{pk\_s} = \frac{n V_{max} D T_s}{L_1}$	9.397	A

Las ecuaciones de la Tabla 7, se obtienen del análisis de un convertidor *flyback* convencional, como en la referencia [14]. Y de acuerdo a las ecuaciones obtenidas por medio del análisis por superposición se pueden calcular las siguientes variables en la Tabla 8 para determinar el comportamiento completo del convertidor.

**Tabla 8. Cálculos del análisis por superposición.**

<b>Variable</b>	<b>Fórmula</b>	<b>Cantidad</b>	<b>Unidad</b>
<b>Corriente promedio del primario</b>	$i_{av\_p} = \frac{V_{max} D^2 T_s}{2L_1}$	0.3418	A
<b>Corriente promedio del secundario</b>	$i_{av\_s} = \frac{V_{max}^2 D^2 T_s}{2L_1 V_{o\_max}}$	2.114	A
<b>Corriente promedio de salida</b>	$\bar{I} = \frac{V_{max}^2 D^2 T_s}{4V_{o\_max} L_1}$	1.057	A
<b>Voltaje promedio de salida</b>	$V_{o\_DC} = \bar{I} R_{led} + V_{led}$	26.393	V
<b>Rizo de Voltaje</b>	$\Delta V_o = \frac{2\bar{I} R_{led}}{\sqrt{1 + (\omega C R_{led})^2}}$	5.2855	V

<b>Rizo de corriente</b>	$\Delta I_o = \frac{\Delta V_o}{R_{led}}$	2.1142	A
<b>Ángulo de desfase</b>	$\theta = \tan^{-1}(-\omega CR_{led}) - 90^\circ$	-90.002	°
<b>Porcentaje de rizo de voltaje</b>	$\% R_v = \frac{\Delta V_o}{V_{o\_DC}}$	20.0264	%
<b>Porcentaje de rizo de corriente</b>	$\% R_i = \frac{\Delta I_o}{I}$	199.99	%
<b>Relación de Rizos</b>	$\frac{\% R_i}{\% R_v} = 1 + \frac{V_{led}}{R_{led} I}$	9.9868	

#### 4.1 Optimización de capacitores

De la ecuación (3.37) se toma la siguiente expresión,

$$\% R_i = \frac{200}{\sqrt{1 + (\omega CR_{led})^2}}$$

Donde la energía almacenada por el capacitor está dada por la ecuación (4.5).

$$E_c = \frac{C * (V_{o\_DC} + \Delta V_o)^2}{2} \quad (4.5)$$

Con estas dos ecuaciones es posible determinar el porcentaje de rizo de corriente y la energía almacenada en función del capacitor de salida de un *flyback*.

Para graficar las ecuaciones anteriores se varió la capacitancia de 0.1 uF a 10 mF. La gráfica resultante se muestra en la Figura 4.1, en esta figura se muestra la relación de la energía almacenada por el capacitor contra el rizo de corriente, cada punto de la gráfica tiene una capacitancia asociada, para visualizar mejor los resultados también se muestra en la Figura 4.2 el gráfico de la capacitancia utilizada y el porcentaje de rizo de corriente, en ambos gráficos sólo se muestran para los puntos importantes. Cerca de la rodilla se ubica el punto más cercano al origen (cruz roja), el capacitor que almacena esa energía y genera ese porcentaje de rizo se denomina capacitor de Pareto. Esto es debido a la eficiencia de Pareto que de acuerdo a este concepto es el punto en donde se encuentra un mejor desempeño.

En la gráfica se identifican 3 zonas: la zona A que comprende la parte derecha del gráfico, se caracteriza porque un aumento pequeño de capacitancia se manifiesta con un gran cambio en el rizo de corriente; La zona B es aquella comprendida en la rodilla y que contiene al capacitor de Pareto, los puntos que la delimitan son los cambios de 1/10 (rombo amarillo) y de 10/1 (rombo morado) de la energía almacenada respecto el porcentaje de rizo; y la zona C, que se encuentra en la parte derecha del gráfico, esta zona se caracteriza por

aumentar la capacitancia en grandes cantidades sólo aumentará la energía almacenada pero el rizo de corriente producirá cambios proporcionalmente menores.

La gráfica también puede ser usada como punto de referencia para determinar en qué zona es más conveniente para aplicar un puerto de rizo. La zona A no es recomendable debido a que para pequeñas variaciones de capacitancia se tienen cambios proporcionalmente mayores en el rizo de corriente; sin embargo, en las zonas C y B son opciones mucho más viables para un puerto de rizo, ya que los aumentos de capacitancia son menos efectivos. En la literatura no se han reportado ecuaciones para determinar este tipo de gráficos más que por métodos experimentales.

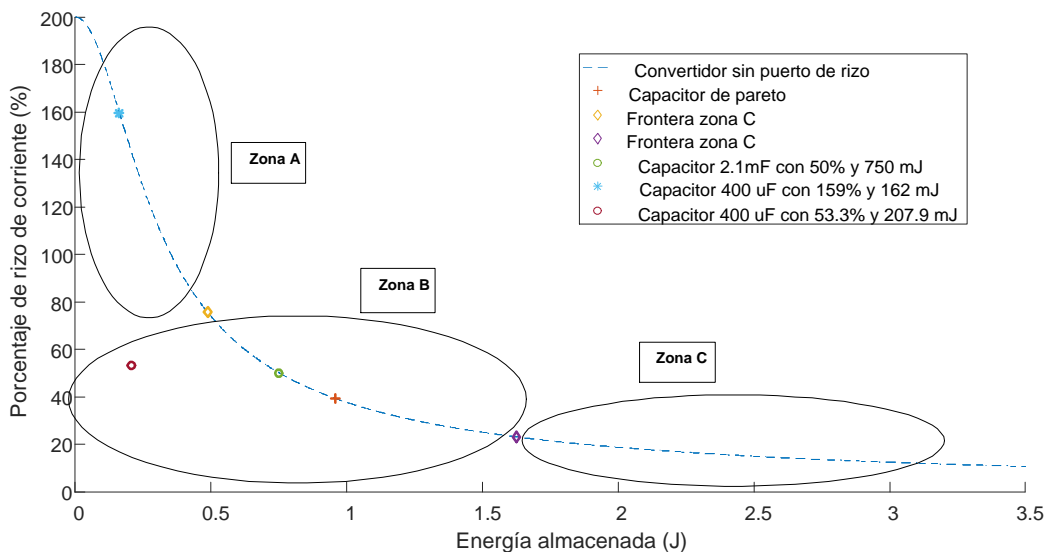


Figura 4.1 Gráfica de energía almacenada vs porcentaje de corriente.

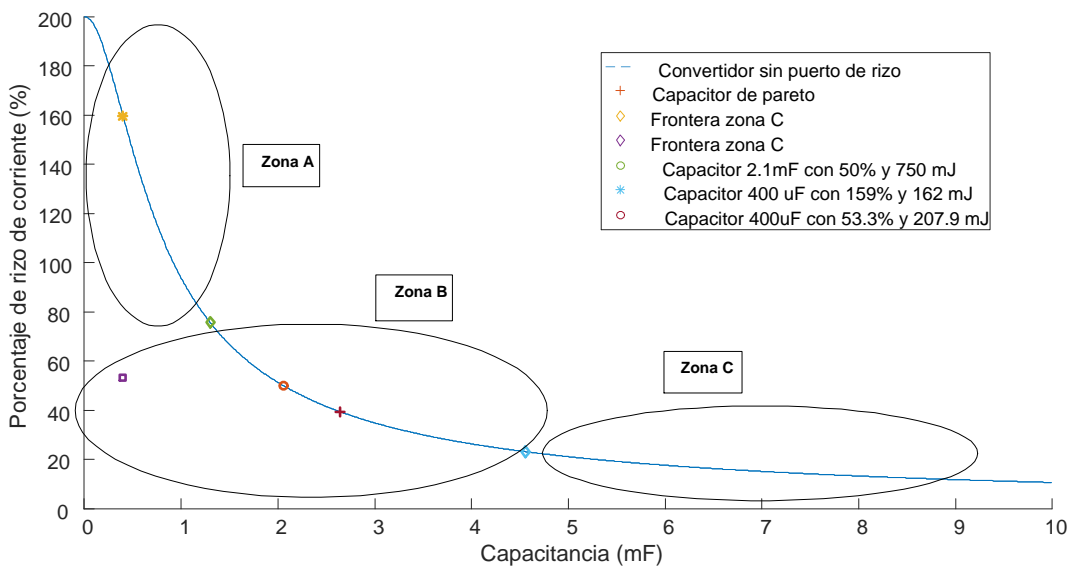


Figura 4.2 Gráfica de capacitancia vs porcentaje de corriente.



En la Figura 4.1 se observan también 2 puntos (azul y verde) montados sobre la curva que corresponden a dos estados de operación de un convertidor *flyback* y el tercer punto (guinda) que se encuentra fuera de la curva es el comportamiento de un convertidor *flyback* con puerto de rizo. Los dos primeros puntos se usan como medio de comparación para demostrar como el puerto de rizo mejora: la energía almacenada, la capacitancia y el rizo.

Por otra parte, en la Figura 4.3 se puede observar el comportamiento del rizo de voltaje contra la energía almacenada, es de notar que la gráfica comienza a partir de un 20% de voltaje esto es debido a la buena selección del LED, ya que la relación de los rizados, que se calculó en la ecuación (2.7), es de 9.9868 como se muestra en la Tabla 1, por lo que el rizo de voltaje será 9.98 veces mejor que el rizo de corriente. También se puede mencionar que el puerto de rizo también disminuye parte del rizo de voltaje a un 5.7%.

En la Figura 4.4, se muestra la gráfica para el porcentaje de rizo de voltaje contra la capacitancia utilizada esto para tener una mejor idea del comportamiento y la relación que existe entre la capacitancia y la energía almacenada.

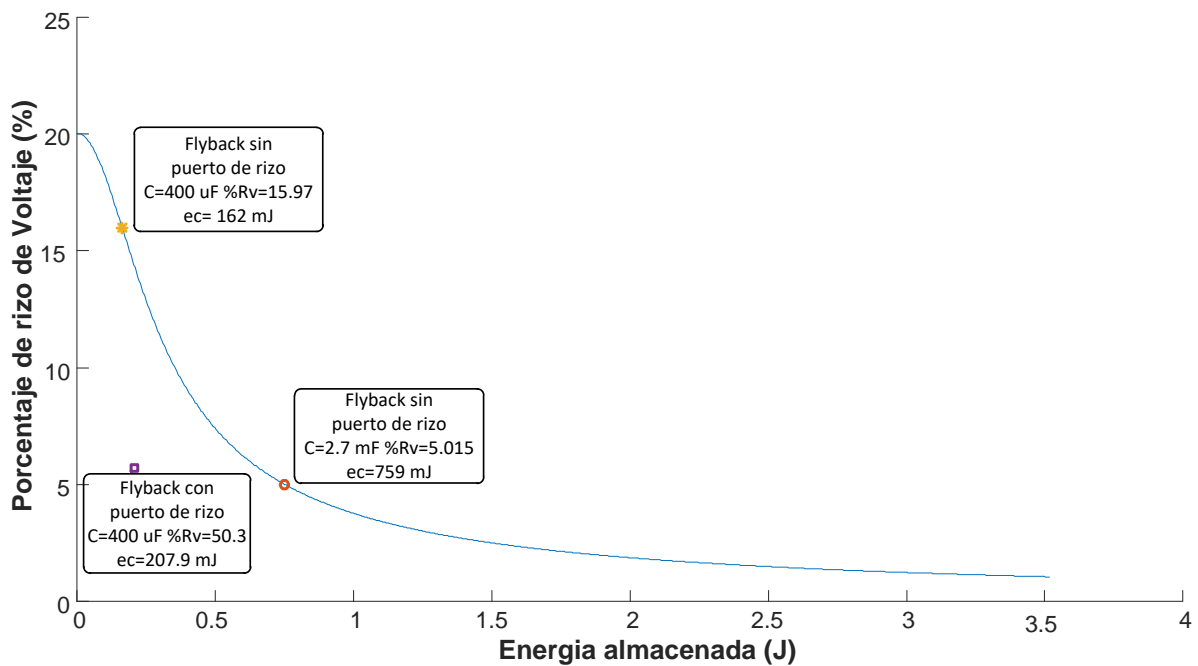


Figura 4.3 Gráfica de energía almacenada vs porcentaje de rizo de voltaje.

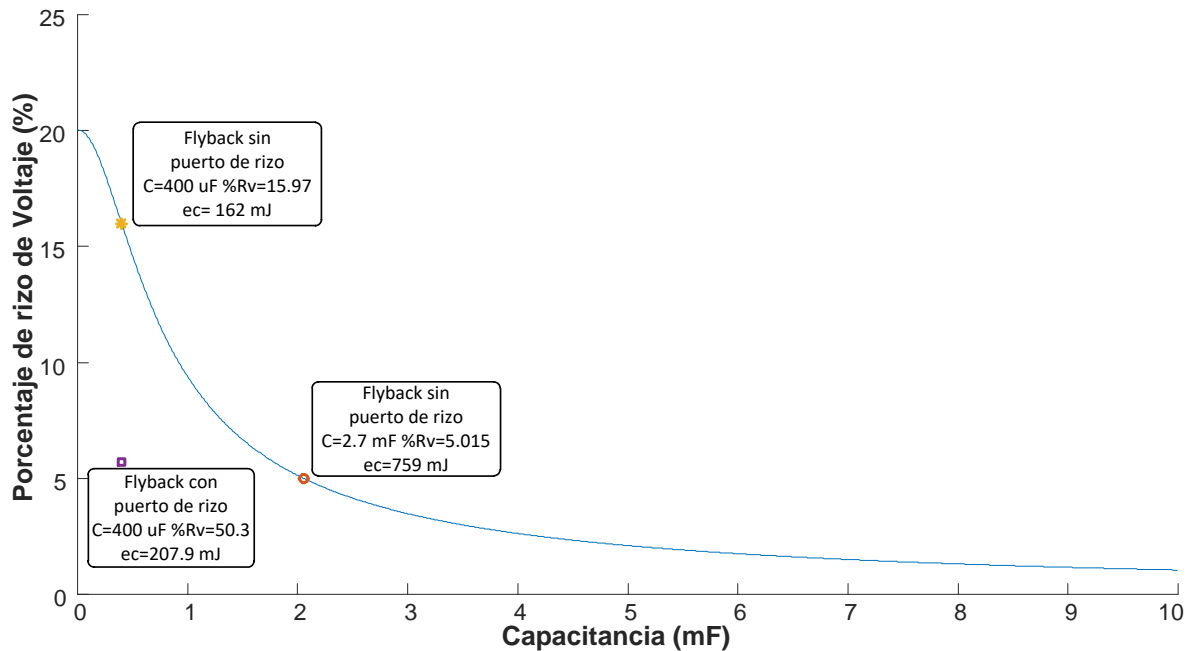


Figura 4.4 Gráfica de capacitancia vs porcentaje de rizo de voltaje.

Como ejercicio de comparación se propone la Tabla 9, en ella se muestran los resultados de los tres puntos de operación con y sin puerto de rizo. Para hacer una comparación justa se deben de tener un punto de referencia el cual puede ser tener el mismo porcentaje de rizo o bien tener el mismo capacitor. Para el primer caso cuando se tiene el mismo rizo de corriente del 50% para el convertidor sin y con el puerto de rizo se observa que el capacitor disminuye de 2.7mF a 400uF, lo cual representa 85% de reducción; por parte del rizo de voltaje permanece casi igual y la energía almacenada del capacitor disminuye de 750mJ a 207.9 mJ representando un 72.28%. En el caso de cuando se tiene el mismo capacitor se observa que hay una reducción tanto en el rizo de voltaje como en el de corriente, disminuyendo de 15.9% a 5.7% y de 159% a 53.3% respectivamente. Por parte de la energía almacenada, el convertidor sin puerto de rizo maneja menos energía que con el puerto de rizo en este caso aumenta de 163 mJ a 207 mJ sin embargo el convertidor tiene un comportamiento peor debido a su gran porcentaje de rizo de corriente que maneja.

Tabla 9. Comparación de las topologías.

Convertidor	Capacitancia	Rizo voltaje	Rizo corriente	Energía almacenada
Sin puerto de rizo (verde)	400 uF	15.97%	159%	162 mJ
Sin puerto de rizo (azul)	2.7 mF	5.015	50%	750 mJ
Con puerto de rizo (guinda)	400 uF	5.71%	53.30%	207.9 mJ
Reducción (%)	85.19	64.25	66.48	72.28

## 4.2 Simulación Spice

Para corroborar los cálculos de las demás actividades se realizó una simulación en Spice utilizando los modelos físicos de los componentes que se encontraban en la librería con el objetivo de obtener mayor precisión en la simulación. El circuito simulado se muestra en la Figura 4.5.

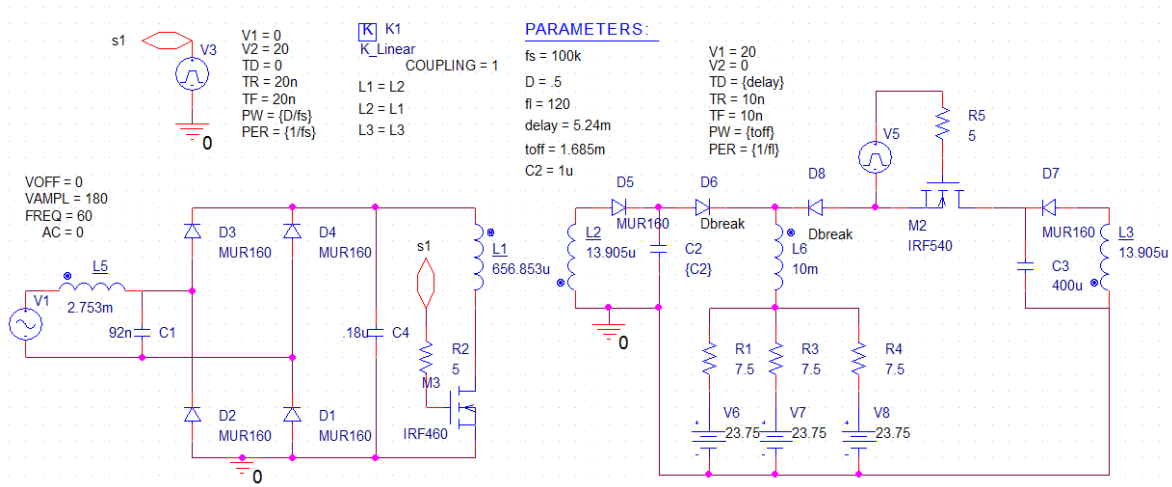


Figura 4.5 Circuito simulado en Spice

En la Figura 4.6, se muestran las formas de onda de voltaje y corriente de salida del convertidor simulado, de manera cualitativa ésta permite corroborar el comportamiento del secundario del convertidor como una fuente de corriente con forma de senoide elevada al cuadrado, y el voltaje que nunca disminuye más allá del voltaje característico del LED que es igual a 23.75V.

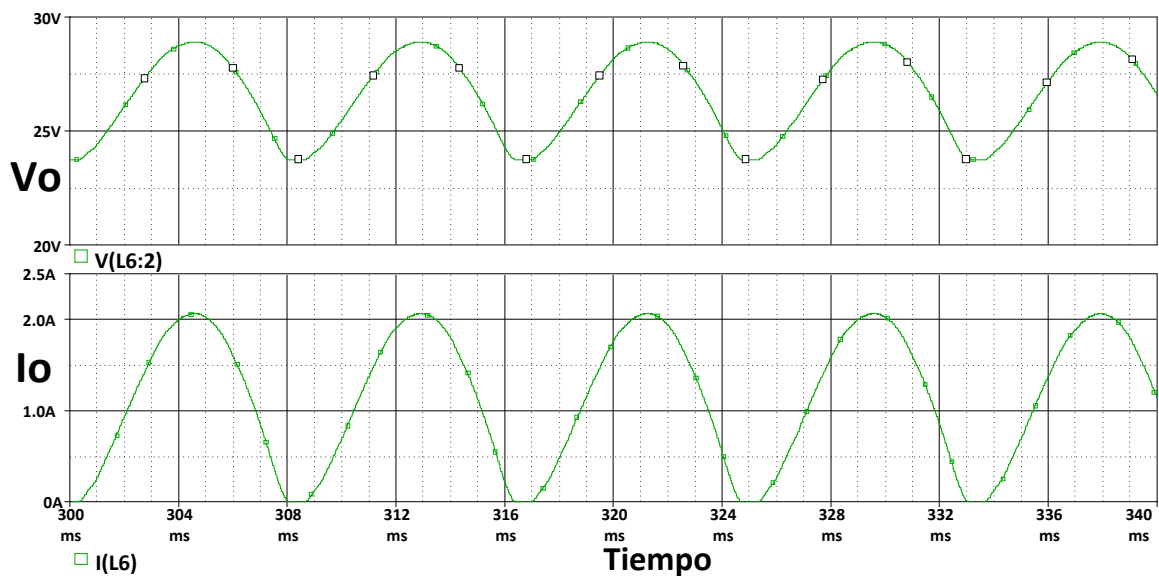


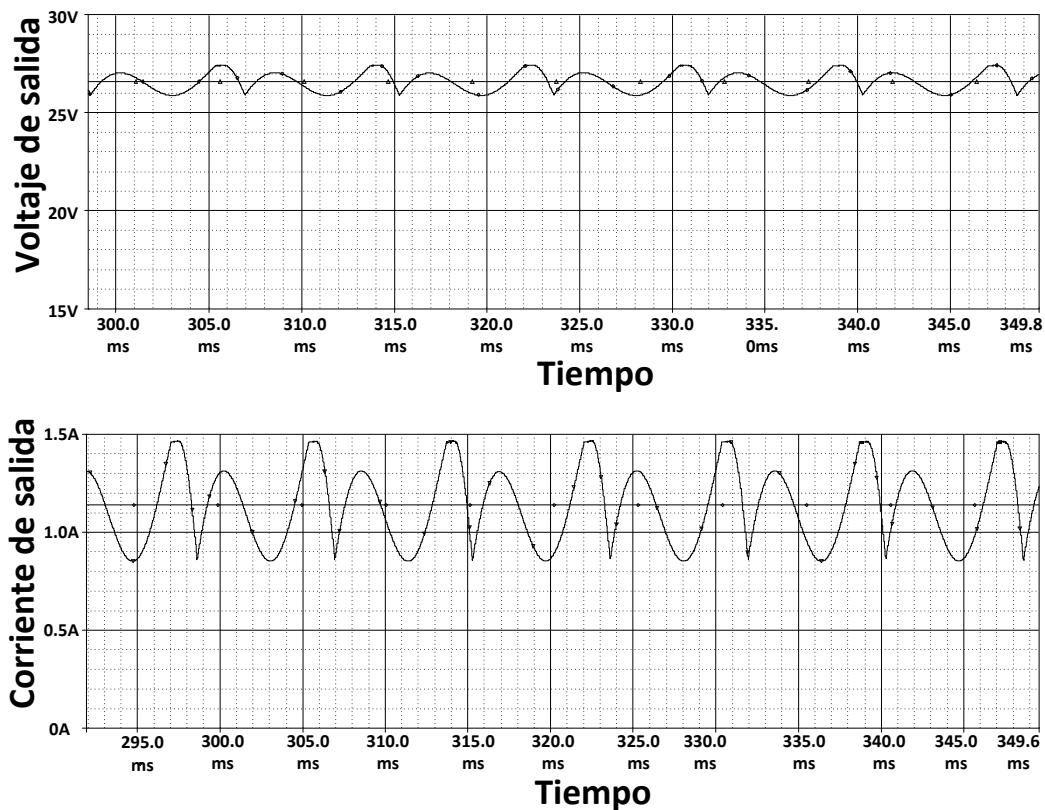
Figura 4.6 Simulación del convertidor sin puerto de rizo.

En la Tabla 10 se muestra la comparación en error porcentual de los resultados obtenidos en la simulación y los cálculos del comportamiento del convertidor de la Tabla 8 que corresponden al análisis de los promedios por ciclo de conmutación y debido a que los datos tienen un error menor al 10% estos se pueden considerar válidos.

**Tabla 10. Comparación de simulación y cálculos del convertidor sin puerto de rizo.**

Variable	Cálculos	Simulación	Error (%)
$V_{prom}$ (V)	26.393	26.542	0.56
$I_{prom}$ (A)	1.057	1.114	5.39
$\Delta V$ (V)	5.2855	5.172	2.15
$\Delta I$ (A)	2.1142	2.08	1.62
%Ri (%)	199.99	186.71	6.64
%Rv (%)	20.0264	19.49	2.70

En la Figura 4.7 se muestra el resultado de la simulación con el puerto de rizo funcionando, en el trazo superior se muestra el voltaje de salida y en el inferior la corriente de salida.



**Figura 4.7 Corriente y voltaje de salida con puerto de rizo.**

En la Tabla 11, se muestran los resultados de ambas simulaciones con el fin de determinar los beneficios de utilizar el puerto de rizo, se observa que el puerto de rizo aumenta un poco tanto el voltaje como la corriente promedio, esto es debido a la compensación de los valles de los cruces por cero, además de que los rizados de voltaje y corriente y sus respectivos porcentajes se disminuyen en un 71% todos.

Tabla 11. Comparativa de la simulación con y sin puerto de rizo.

Variable	Sin puerto	Con puerto	Diferencia porcentual
$V_{prom}$ (V)	26.393	26.596	0.77
$I_{prom}$ (A)	1.057	1.1385	7.71
$\Delta V$ (V)	5.2855	1.519	71.26
$\Delta I$ (A)	2.1142	0.607	71.29
% $R_i$ (%)	199.99	53.32	73.34
% $R_v$ (%)	20.0264	5.71	71.48

### 4.3 Armado del prototipo

A continuación se describen los componentes utilizados para la creación del convertidor *flyback* en conjunto con el puerto de rizo, así como los circuitos auxiliares utilizados y los LED.

Para la carga se utilizaron tres LED con matrícula BXRC-40E1000-B-2x en paralelo para tener una carga total de 27.9 W, estos se montaron sobre un disipador de 30 cm para evitar calentamiento Figura 4.8.

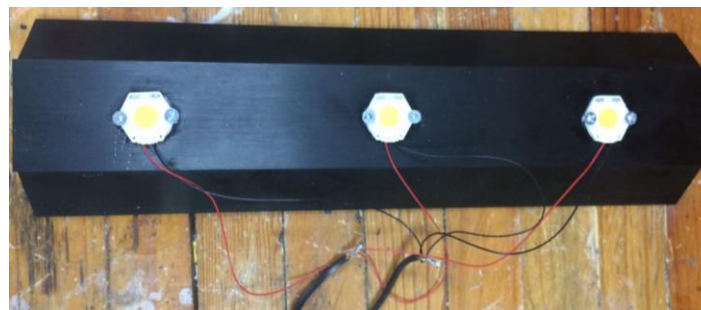


Figura 4.8 Arreglo de LED.

En la Figura 4.9 se observa la implementación del convertidor *flyback* el puerto de rizo, se describen los componentes utilizados en la construcción, con sus colores para identificarlos:

- El convertidor utiliza un filtro de EMI (Negro) a la entrada calculado a una frecuencia de corte de 10 kHz, está conformado por con un capacitor de película de 0.1 uF y un inductor de 2.7mH.

- Los diodos del puente rectificador (Rojo), el puerto de rizo y los que aíslan a la carga antes del inductor son diodos ultra rápidos UF4006. El diodo del secundario es un diodo ultra rápido C3D10060A debido a que esta sometido a más estrés.
- El transformador (azul) fue elaborado en el laboratorio de iluminación, cuenta con 3 bobinados, el primario de 659  $\mu\text{H}$  y dos secundarios de 13.9  $\mu\text{H}$ .
- Para el secundario (rosa) se utilizó un capacitor de 1  $\mu\text{F}$  de 875 V al cual se le aplica un voltaje de 32 V.
- En el puerto de rizo (amarillo) se necesitaba una capacitancia de 400  $\mu\text{F}$  y se le aplicaría un voltaje de 32V, sin embargo estos se sobredimensionaron debido a que los capacitores de 100  $\mu\text{F}$  de 450V son más baratos, que los capacitores de 110  $\mu\text{F}$  a 75 V, sin embargo es notable la diferencia en tamaño.
- El MOSFET utilizado para el convertidor fue un IPP50R299CP (verde), mientras que para el puerto de rizo se utilizó un IRF540 (amarillo).
- Por último, un inductor en serie en la salida con valor de 10  $\mu\text{H}$  de matrícula 8104-RC (verde limón).

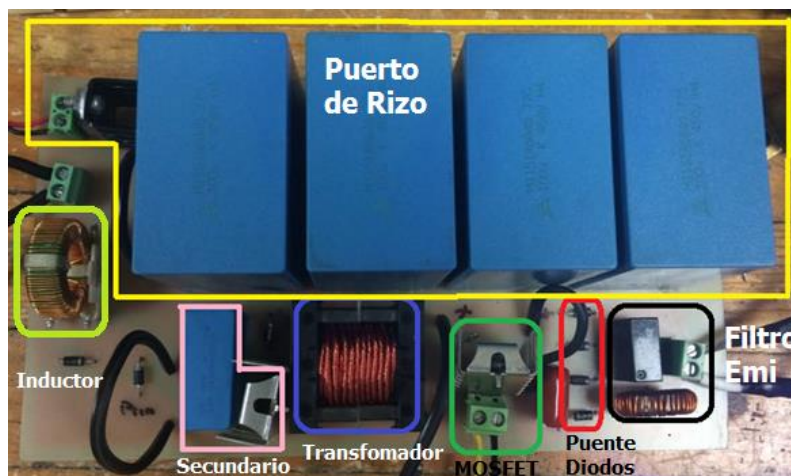


Figura 4.9 Convertidor *flyback* con puerto de rizo.

En la Figura 4.10, se observa el convertidor ya conectado con los demás circuitos auxiliares se utilizaron dos fuentes de CD para alimentar a los circuitos que generan los PWM para cada MOSFET. Para el MOSFET del convertidor se utilizó un integrado UC3823n y un MIC4421CT como impulsor. Por parte del puerto de rizo se utilizó un PIC16F877A para generar los pulsos del puerto de rizo, esto debido a que es necesario detectar los cruces por cero del voltaje de línea para tomarlos como punto de referencia a la hora de compensar los valles, para la salida se utilizó un MIC2251YN.

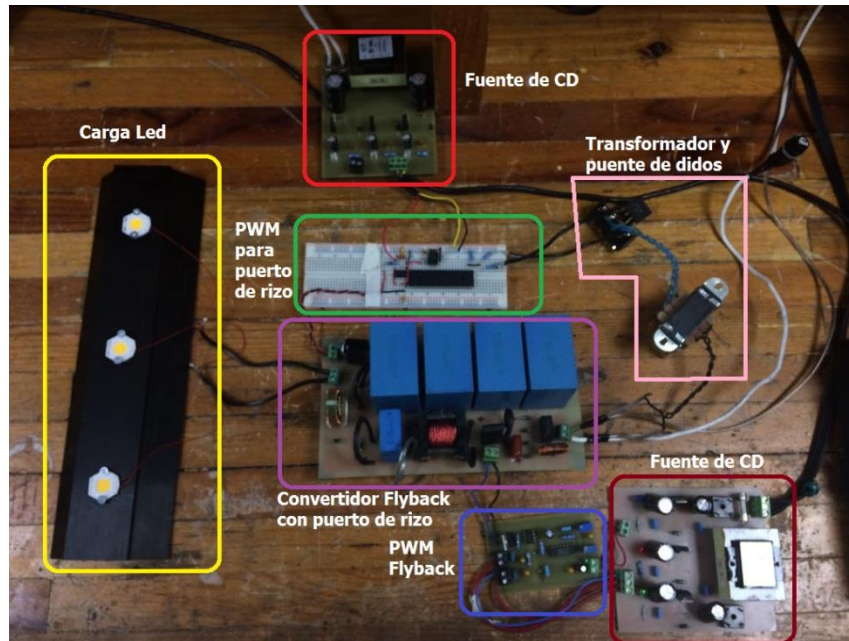


Figura 4.10 Convertidor con circuitos auxiliares conectados.



# Capítulo 5 Comparación de resultados

Para corroborar el completo funcionamiento del convertidor es necesario validar paso a paso el comportamiento de cada sección del circuito, por lo que se plantea la siguiente lista de mediciones. Para dicho propósito utilizó el equipo del laboratorio de iluminación: un osciloscopio Tektronix DPO5054 y un analizador/fuente de alimentación de CA Agilent.

1. Factor de potencia, corriente y voltaje de entrada: para asegurar que el filtro de EMI está filtrando y se encuentran en fase ambas señales.
2. Observar la corriente del primario y secundario: para comprobar que el convertidor se encuentre en MCD y corroborar la relación de vueltas.
3. Medir los voltajes del diodo, MOSFET, primario y secundario del transformador, sin el puerto de rizo, para comparar el comportamiento con los cálculos.
4. Medir formas de onda de corriente y voltaje a la salida sin el puerto de rizo: para corroborar los cálculos de análisis de los promedios por ciclo de conmutación.
5. Medir el PWM del puerto de rizo: para corroborar que se detectan los cruces por cero de del voltaje de línea.
6. Medir la corriente y voltaje de salida, corroborar en cuanto disminuye el rizo en cada uno.
7. Determinar la eficiencia total del circuito.

## 5.1 Voltaje de entrada y corriente

En la parte inferior de la Figura 5.1 se muestra el voltaje ( $V_{in}$ ) y la corriente ( $I_{L1}$ ) de entrada en el convertidor, se observa de manera cualitativa que ambas señales están en fase, en el tercer puesto se muestran los cálculos de potencia aparente ( $S$ ) y potencia real ( $P$ ) los cuales están traslapados debido a su similitud. En la parte superior se muestra el cálculo del factor de potencia ( $FP$ ). En la Figura 5.2 se muestran los valores obtenidos de corriente en verde y el voltaje en amarillo para las mediciones experimentales igualmente están en fase.

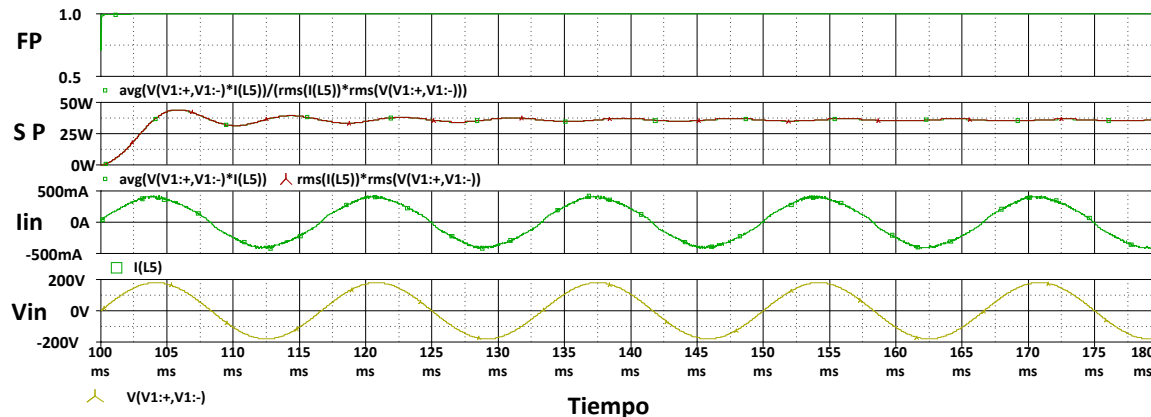


Figura 5.1 Corriente y voltaje de entrada en simulación.



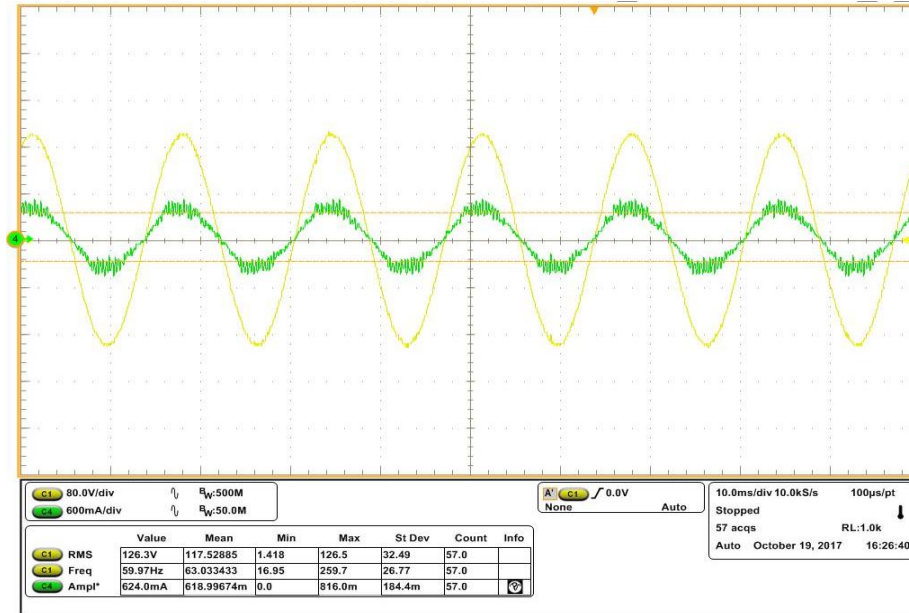


Figura 5.2 Corriente y voltaje de entrada en el circuito implementado.

En la figura 13 se observa el factor de potencia medido por la analizador/fuente de CA del laboratorio de iluminación.



Figura 5.3 Fuente y analizador de armónicos.

En la siguiente Tabla 12 se muestran las mediciones realizadas de la amplitud de la corriente de entrada, el factor de potencia y la potencia de entrada para la simulación y el circuito implementado, así como el error porcentual.

Tabla 12. Errores para corriente y potencia de entrada.

Variable	Simulación	Implementación	Error (%)
$I_{in}$ (mA)	690	634	8.12
$PF$	0.9986	0.994	0.46
$P_{in}$ (W)	31.46	31.1	1.14

## 5.2 Voltajes de diodo, MOSFET, primario y secundario del transformador, sin puerto de rizo

En la Figura 5.4 se muestra la corriente del primario, el voltaje de drenaje a fuente del MOSFET ( $v_Q$ ), el voltaje del primario ( $v_{L1}$ ), el voltaje del secundario ( $v_{L2}$ ), voltaje catodo-ánodo del diodo ( $v_D$ ). A manera de comparación se muestran las mismas formas de onda en la Figura 5.5 pero para el circuito implementado.

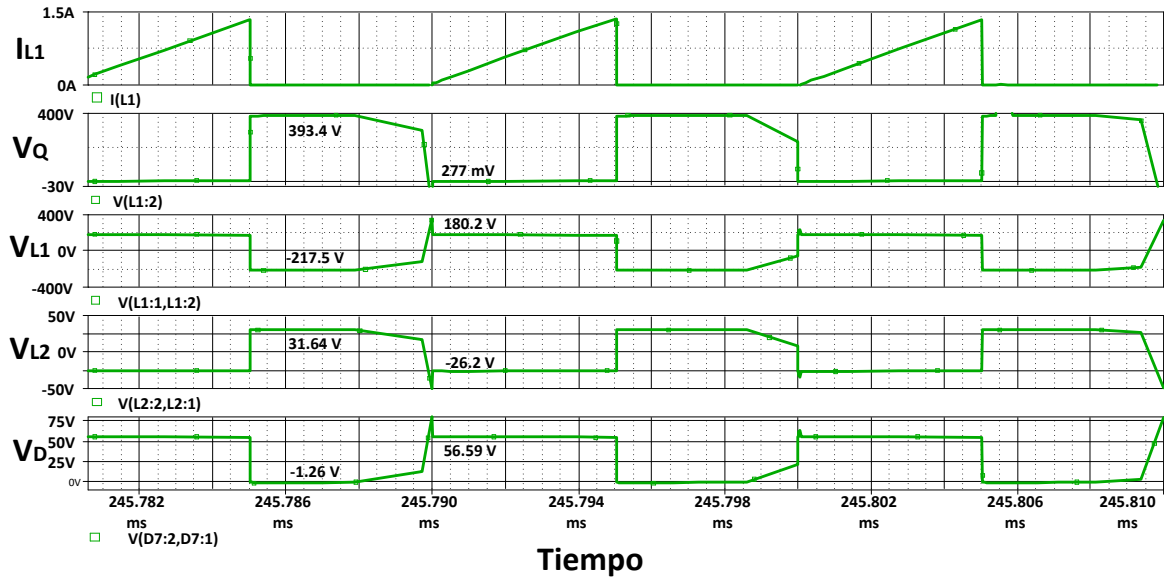


Figura 5.4 Voltaje de los componentes

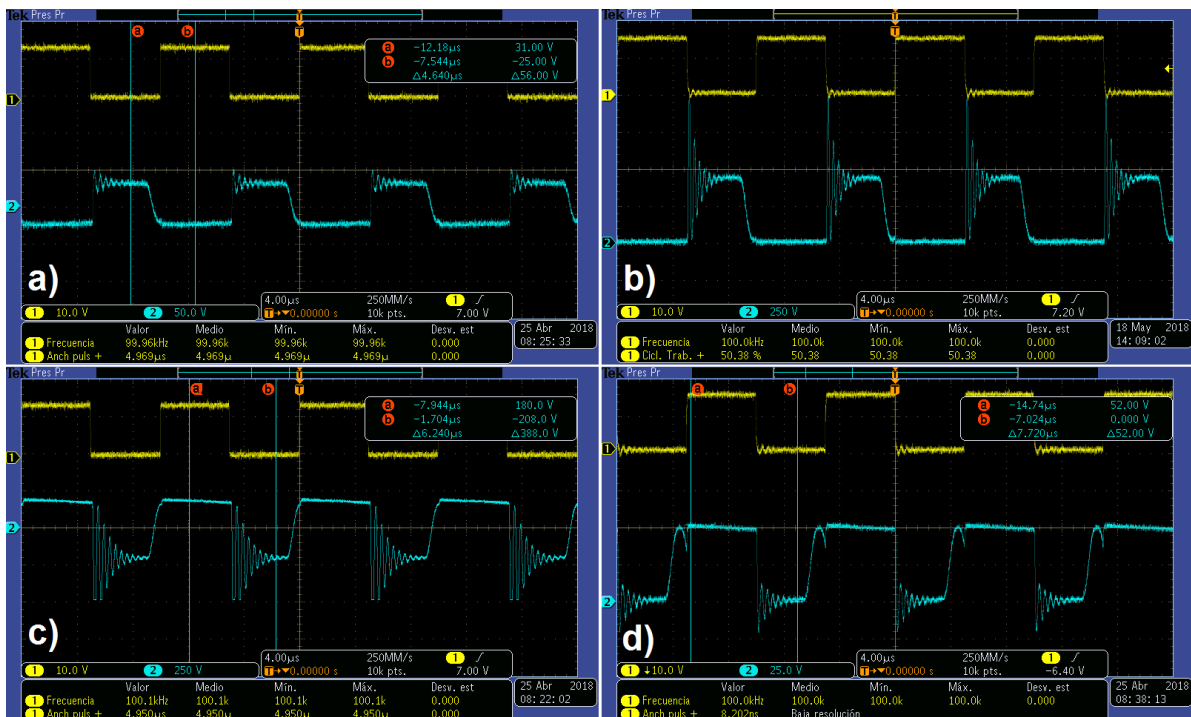


Figura 5.5 a) Voltaje del secundario, b) Voltaje drenaje-fuente, c) Voltaje del Primario y d) Voltaje del diodo

Para observar de mejor manera el comportamiento de los voltajes de operación de los componentes en la Tabla 13, se muestran los voltajes de encendido y apagado de cada componente, así como los valores ideales calculados y los obtenidos en simulación.

Tabla 13. Comparativa de voltajes de funcionamiento.

Variable	Calculado (V)	Implementación (V)	Simulación (V)
$V_Q$ (ON)	379.166	385	393.4
$V_Q$ (OFF)	0	0.45	0.277
$V_D$ (ON)	55.168	52	56.59
$V_D$ (OFF)	0	0	-1.26
$V_{L1}$ (ON)	179.605	180	180.2
$V_{L1}$ (OFF)	-199.561	-208	-217.5
$V_{L2}$ (ON)	29.036	31	31.64
$V_{L2}$ (OFF)	-26.132	-25	-26.2

### 5.3 Corriente del primario y secundario

En la Figura 5.6 se muestran en los trazos superiores las corrientes del primario, el secundario y el puerto de rizo, sin embargo para poder comparar la corriente del secundario en la implementación es necesario sumar las corrientes del puerto de rizo y del secundario de simulación, ya que ambas son alimentadas al mismo tiempo, esto no representa una carga extra en del lado del primario al estar trabajando en MCD; por lo cual en el trazo inferior se encuentran la corriente del primario y la suma de la corriente del secundario y el puerto de rizo. En la Figura 5.7 se observan las corrientes de primario y secundario junto con el PWM del convertidor.

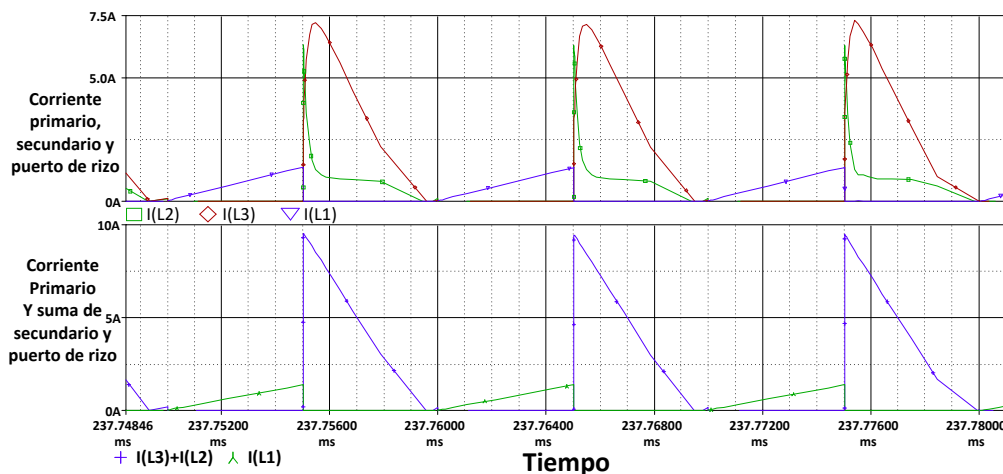


Figura 5.6 Corrientes del primario y secundario del convertidor en simulación

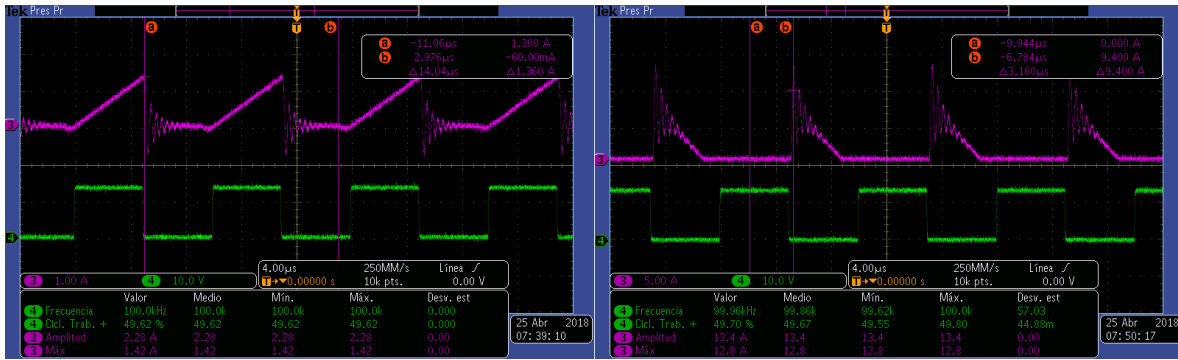


Figura 5.7 Corrientes del primario y secundario en el circuito implementado.

En la Tabla 14 se muestra la comparativa de los resultados calculados, experimentales y simulación, así como el error porcentual con el cual se corroboran ambos resultados debido a que son menores al 1%. Por otra parte, se observa en las gráficas que tanto para la simulación como para la implementación el convertidor se encuentra en MCD.

Tabla 14. Comparativa de corrientes del transformador.

Variable	Cálculos	Implementación	Simulación	Error (%)
$I_{L1}$ (A)	1.367	1.36	1.3644	0.190
$I_{L2}$ (A)	9.397	9.4	9.3687	0.301
$N$	6.873	6.912	6.867	0.094

#### 5.4 Corriente y voltaje a la salida sin puerto de rizo

En la Figura 5.8 se observa el gráfico de la corriente de salida ( $i_o$ ) en la parte superior y el voltaje de salida ( $v_o$ ) en la parte inferior, en ella se observan los promedio y los rizados de cada forma de onda y para comprarlos en la Tabla 15 se muestra el error porcentual con respecto a los valores obtenidos en la simulación, en este caso se encuentran errores bastante grandes de hasta un 36% en el caso del rizo de voltaje, esto es debido a que el convertidor simulado tiene una eficiencia mucho mayor que el implementado, ya que no se consideran pérdidas de dispersión, lo que ocasiona que la comparación a la salida será injusta, en el apartado de la potencia se observa que hay una diferencia de casi 5 W, por lo cual para hacer una comparación de error porcentual se debe realizar bajo las mismas condiciones de potencia a la salida, por lo cual en el simulación se puede reducir la potencia entregada para hacer una mejor comparación, por lo cual en la Tabla 16 se muestra la comparación para la misma potencia de salida a 24.4 W, lo que ocasiona que el error disminuya considerablemente.

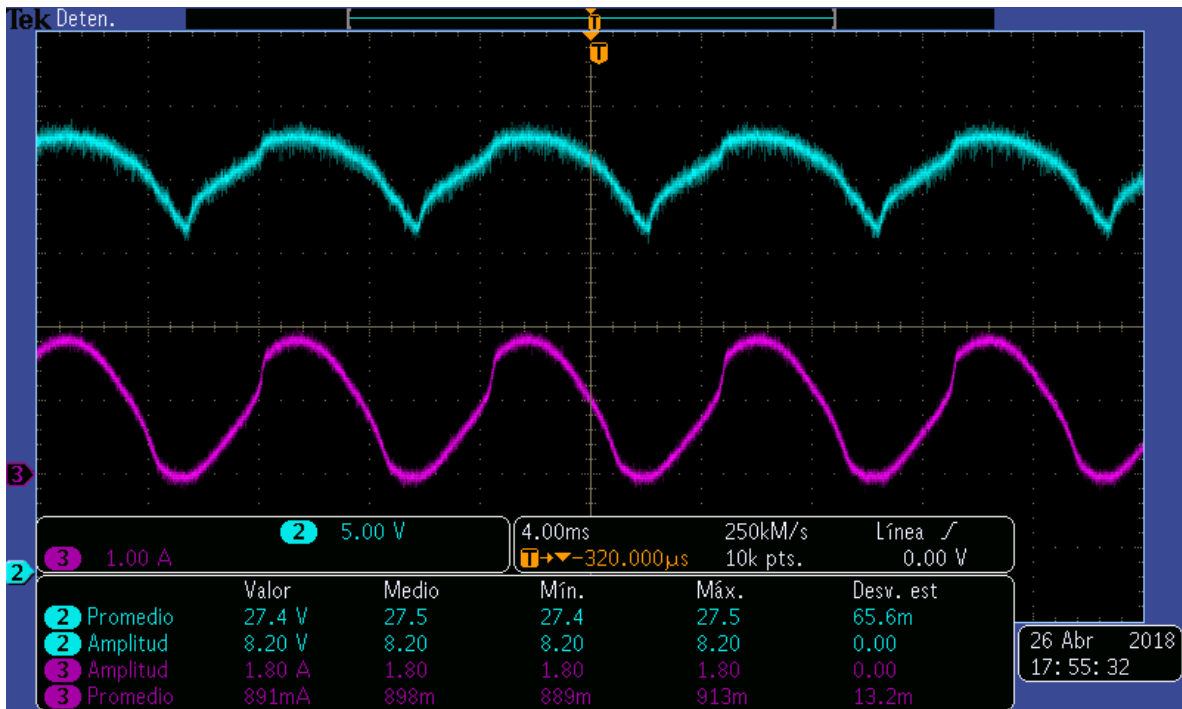


Figura 5.8 Corriente y voltaje de salida en el circuito implementado sin puerto de rizo.

Tabla 15. Comparativa del convertidor sin puerto de rizo.

Variable	Implementación	Simulación	Error (%)
$V_{prom}$ (V)	27.4	26.542	3.131
$I_{prom}$ (A)	0.891	1.114	25.028
$P$ (W)	24.41	29.567	21.113
$\Delta V$ (V)	8.200	5.172	36.927
$\Delta I$ (A)	1.8	2.08	15.556
% $R_i$ (%)	202.02	186.71	7.579
% $R_v$ (%)	29.93	19.49	34.875

Tabla 16. Comparación ajustada.

Variable	Implementación	Simulación	Error (%)
$V_{prom}$ (V)	27.4	26.089	4.785
$I_{prom}$ (A)	0.891	0.935	4.938
$P$ (W)	24.41	24.39	0.083
$\Delta V$ (V)	8.200	7.429	9.402
$\Delta I$ (A)	1.8	1.77	1.667

<b>%Ri (%)</b>	202.02	189.30	6.294
<b>%Rv (%)</b>	29.93	28.48	4.850

### 5.5 PWM del puerto de rizo

Por parte del control del MOSFET del puerto de rizo se tiene la Figura 5.9, en la cual se muestra el voltaje de línea rectificado y reducido a 5 V, en amarillo, esto para detectar el cruce por cero con el PIC16F877A, es necesario debido a que el cruce por cero es la única referencia fija en el funcionamiento del convertidor, cada cruce determinara el momento del apagado del el ciclo de trabajo del MOSFET del puerto de rizo, esto se debe a que el circuito debe rellenar los valles por lo que el disparo de encendido tiene que suceder antes del cruce por cero.

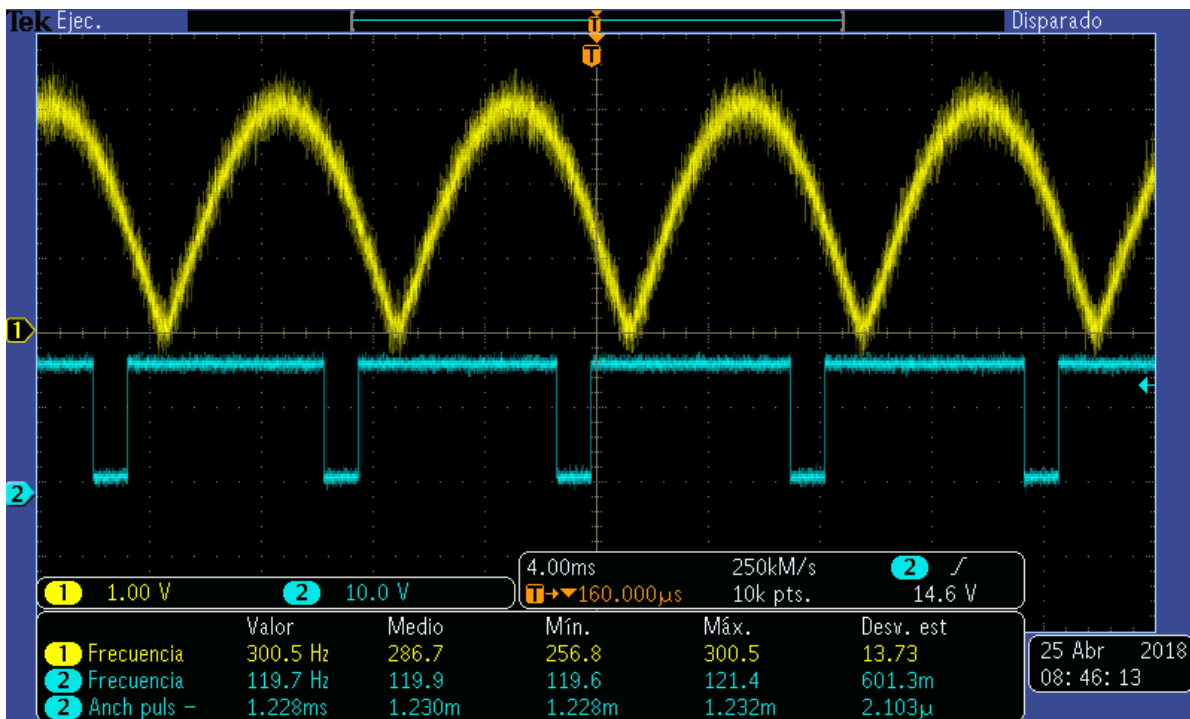


Figura 5.9 PWM del puerto de rizo.

### 5.6 Corriente y voltaje de salida con puerto de rizo

En la Figura 5.10, se muestran las capturas de la corriente ( $i_o$ ) y voltaje ( $v_o$ ) del circuito implementado con el puerto de rizo y las mediciones de los promedios y los rizados de cada señal, es de resaltar que el rizo de corriente se disminuyó considerablemente, además de ya no existen cursos por cero y la carga siempre estará alimentada, esto es beneficioso debido a que el flujo luminoso es proporcional a la corriente promedio de salida del convertidor.

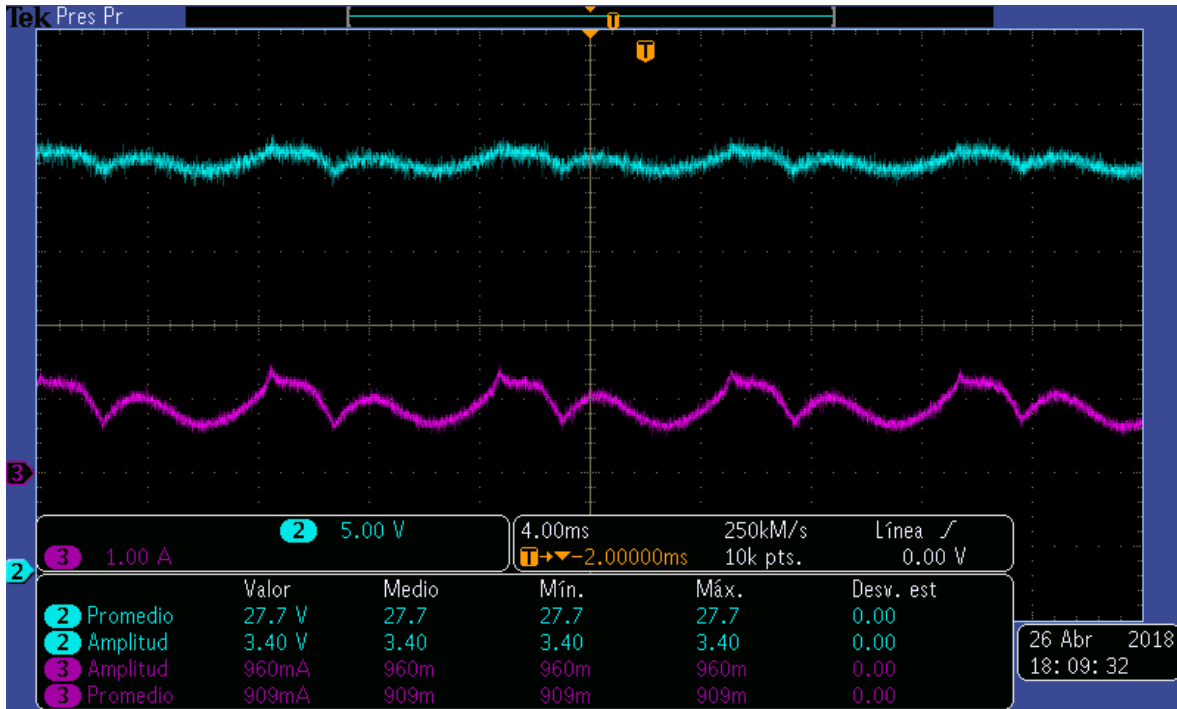


Figura 5.10 Corriente y voltaje en el circuito implementado con puerto de rizo.

En la Tabla 17 se muestran los resultados de las mediciones, se observa que el rizo de corriente se disminuyó a la mitad mientras que el de voltaje a un tercio, debido a los parásitos de los componentes que no se consideraron teóricamente.

Tabla 17. Resultados de la implementación del puerto de rizo.

Variable	Implementación
$V_{prom}$ (V)	27.7
$I_{prom}$ (A)	0.909
$\Delta V$ (V)	3.100
$\Delta I$ (A)	0.96
$\%Ri$ (%)	105.61
$\%Rv$ (%)	11.19
<b>Reducción rizo de corriente (%)</b>	52.28
<b>Reducción rizo de voltaje (%)</b>	37.40

## 5.7 Eficiencia del circuito

En la Figura 5.11 se observa el cálculo de la potencia de entrada ( $P_{in}$ ) y la potencia de salida ( $P_o$ ) en las simulaciones, mientras que en la Figura 5.12 se observa el cálculo de la potencia de salida en el trazo rojo para el convertidor.

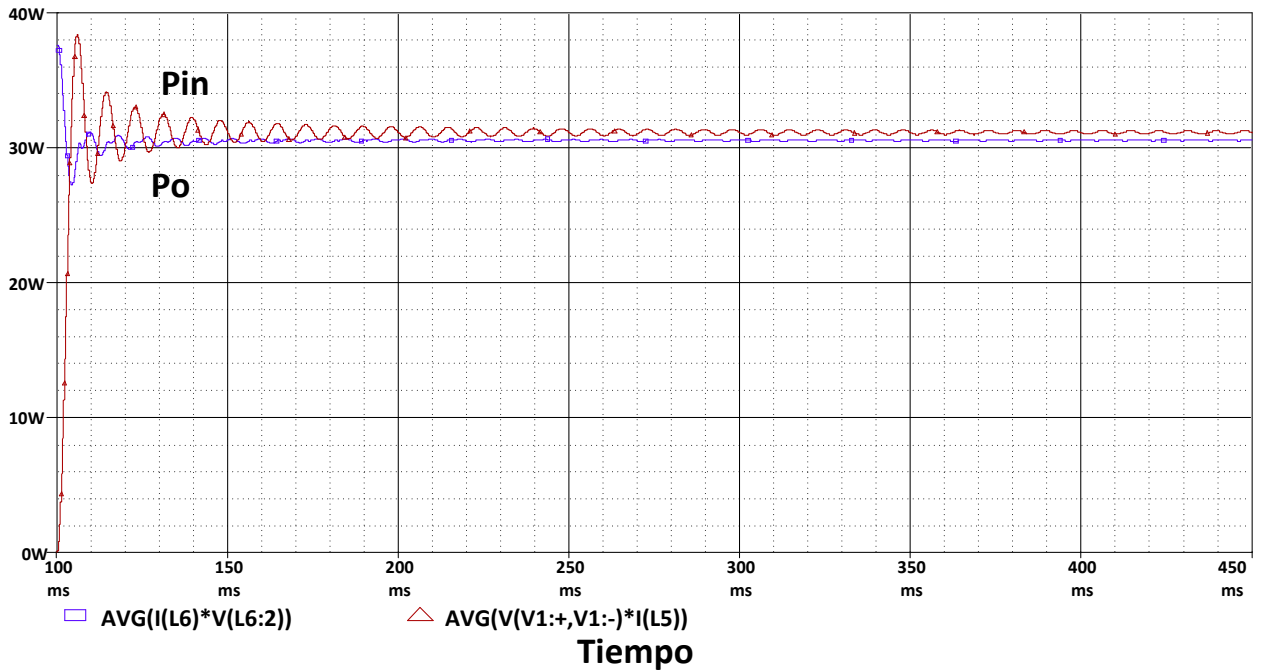


Figura 5.11 Potencias de salida y entrada de simulación.

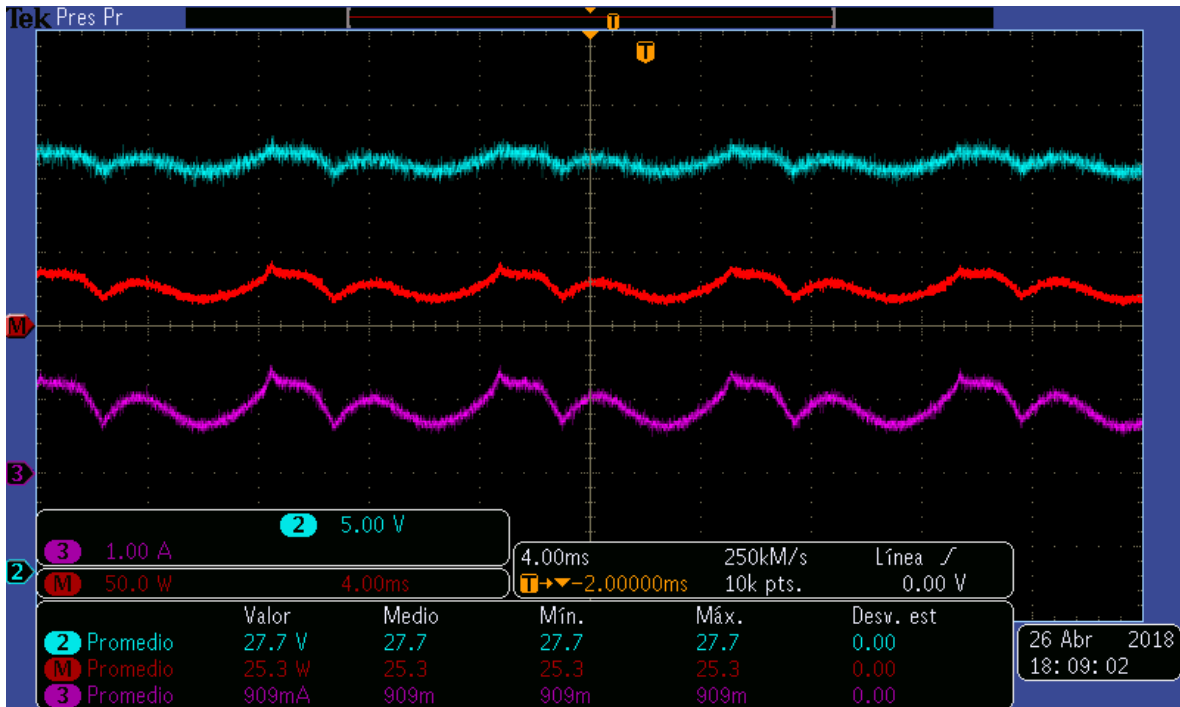


Figura 5.12 Potencia de salida en el convertidor implementado.

En la Tabla 18 se muestra la eficiencia del circuito para los casos simulados e implementados, la baja eficiencia en el convertidor se puede deber a varios factores como el excesivo uso de componentes como los diodos o a la deficiente construcción del transformador que ocasiona pérdidas de dispersión.



Tabla 18. Comparativa de potencias y FP.

Variable	Implementación	Simulación	Error (%)
$P_{in}$	31.1	31.46	1.16
$P_o$	25.3	30.53	20.67
$\eta$	81.350	97.044	19.29

## 5.8 Comparación de resultados con la literatura

Como ejercicio de comparación en la Tabla 19, se muestran todas las topologías analizadas en el estado del arte y para hacer una justa comparación, se muestran los capacitores utilizados en cada topología y el voltaje al cual son cargados, con motivo de calcular la energía que almacenada, esto permite visualizar de mejor manera el tamaño físico del capacitor debido a que la energía almacenada es proporcional al volumen del capacitor.

Los principales candidatos para comparar son las topologías de las referencias [12, 13] y [14] ya que estas manejan una potencia similar a la del circuito de este trabajo de tesis, sin embargo, ambos son casos opuestos, la primera topología cuenta con una eficiencia muy buena de 90% pero con una excesiva energía almacenada de 5.3 J, mientras que el segundo convertidor cuenta con una pésima eficiencia de 54% y un muy pequeña energía almacenada de 53 uJ, por lo cual el convertidor de esta tesis quedaría en un punto intermedio entre estas dos soluciones.

Tabla 19. Energía utilizada por topologías de la literatura.

Ref.	Topología	Eficiencia promedio	Factor de potencia	Potencia	Tipo de capacitor	Valor del capacitor	Voltaje	Energía	Energía total
[12, 13]	Flyback-BuckBoost bidireccional	90%	-	33.6 W	Película y cerámicos	12:0.47 uF	48V	541.44 uJ	5.29 J
						13:64 uF	385V	4.7432 J	
[14]	Resonante con "Filtro clase E".	54%	99.9%	30 W	Poliéster metalizado	3.3 nF	180V	53.4 uJ	53.4 uJ
[15]	Buck-Boost seguido de un convertidor Buck	88%	90%	20W	Poliéster metalizado	2*4.7 nF	90V	19 mJ	492.1 mJ
						2*4.7 nF	200V	94 mJ	
						8.2 nF	250V	256.25 mJ	
[16]	Sepic con derivación "Valley Fill".	93%	97.5%	50 W	Poliéster metalizado y polipropileno	22 uF	290V	925 mJ	925 mJ
[17]	Boost-transformador electrónico - TIBuck	93%	-	160W	polipropileno	10 uF	450V	1.01 J	1.02 J
						100 nF	400	8 mJ	
						150 nF	64V	307.2 uJ	
[18]	Derivación de Flyback en	86.7%	97%	10W	Poliéster	47 nF	250 V	1.46 mJ	147 mJ

	cascada.				metalizado	4.7 uF	250V	146 mJ	
						5.6 nF	250V	175 uJ	
[19]	SEPICs Desfasados	85%	95%	60W	Electrolítico y cerámico	E:680 uF	140V	6.664 J	9.016 J
						C:420 uF	140V	2.352 J	
[20]	Boost multiresonante LLC	80%	80.3%	20 W	Poliéster metalizado	10 uF	390V	760.5 mJ	760.5 mJ
[21]	<i>Flyback</i> con procesamiento parcial de energía	95%	97.5%	10 W	Polipropileno	22 uF	60.5 V	40.26 mJ	40.26 mJ
	<b><i>Flyback</i> con puerto de rizo</b>	81%	99.1%	29.7 W	Polipropileno	400 uF	32V	204.8 uJ	204.8 mJ

Analizando de forma general las demás topologías se puede deducir que la potencia es proporcional a la energía almacenada en el capacitor, sin embargo, existen excepciones como en las topologías de las referencias [16] y [17], las cuales obtuvieron resultados similares en eficiencia y en la energía almacenada en el capacitor pero las potencias que manejan muestran que la topología de la referencia [16] es una pésima opción.

Como conclusión se observa, que el *flyback* con puerto de rizo es la cuarta topología de la lista que menor energía almacenada en el capacitor, sin embargo, el tercer y segundo puesto correspondientes a las referencias [18] y [21] manejan potencia de 10 W un casi un tercio de la del *flyback* con puerto de rizo y el primer puesto tiene una eficiencia que deja mucho que desear para una fuente de alimentación.

Por otra parte se deben de considerar los costos en la implementación del circuito, como se mencionó en el capítulo 4, el capacitor del puerto de rizo está sobredimensionado a 450 V cuando en realidad solo se carga a un voltaje de 32 V, este sobredimensionamiento tiene un impacto directo en el tamaño del capacitor, que como se observa en la Figura 4.9 ocupa la mitad de la placa del convertidor implementado. Por todo esto es conveniente hacer una comparación de tamaño y costo del capacitor sobredimensionado y el capacitor que idealmente debería usar el circuito, en la Tabla 20 se muestra dicha comparativa.

Tabla 20. Comparación de capacitores

Voltaje (V)	Capacitor (uF)	Largo (mm)	Ancho (mm)	Alto (mm)	Volumen (mm <sup>2</sup> )	Uds.	Volumen Total (mm <sup>2</sup> )	Costo (USD)	Costo Total (USD)	
450	100	35	50	57.5	100625	4	402500	14.62	58.48	
75	110	32	22	37	26048	4	104192	33.73	134.92	
<b>Relación</b>								3.86		0.43

De la Tabla 20, se puede concluir que el costo de los capacitores no depende solamente de la potencia almacenada, ya que a pesar de que ambos tienen una capacitancia bastante similar mientras que el voltaje máximo tolerable por ambos difiere en gran medida e impacta de tal manera que el precio es casi del doble, además el tamaño del capacitor en el caso ideal disminuye casi 4 veces respecto al capacitor sobredimensionado.

# Capítulo 6 Conclusiones, recomendaciones y trabajos futuros

---

Se desarrolló un sistema de alimentación para una lámpara LED de 29.7 W, el cual consistió en un variación de un convertidor *flyback*, se aprovechó el modo de conducción discontinuo para asegurar un factor de potencia elevado de 0.99, por otra parte se implementó un puerto de rizo de la manera más sencilla posible al convertidor, para disminuir el rizo de corriente de salida. Partiendo de un rizo de corriente de un convertidor *flyback* convencional sin puerto de rizo de 200%, la topología propuesta logró reducir el rizo de corriente a un 52.3%, lo cual fue validado por simulaciones en Pspice.

Experimentalmente sólo se logró reducir el rizo de corriente a un 100% debido a los parásitos de los componentes no considerados teóricamente. Esta reducción es considerable y permitió el uso de capacitores de polipropileno en lugar de capacitores electrolíticos, además el rizo de corriente obtenido experimentalmente no interfiere con el flujo y la eficacia luminosa del LED.

A partir de los resultados obtenidos en simulación y en la experimentación se tienen las siguientes conclusiones que además son las principales aportaciones de este trabajo:

- El método propuesto para estimar el rizo de baja frecuencia en un convertidor *flyback* es preciso con un error menor al 10%.
- En la gráfica generada en la Figura 4.1, se desarrolló un criterio para saber en qué zona de operación es conveniente utilizar un puerto de rizo.
- Se determinó la importancia de una buena selección de un LED con una resistencia característica lo más grande posible, esto beneficia en gran medida el porcentaje de rizo de corriente, sacrificando una diferencia mínima de rizo de voltaje.
- Es posible la implementación de un convertidor *flyback* con puerto de rizo para corregir el factor de potencia de manera casi unitaria y disminuir el rizo para usar tecnología de capacitores de película con una sola etapa.

La eficiencia del circuito implementado experimentalmente resultó ser relativamente baja (81%) debido a lo rústico del prototipo implementado. Las principales pérdidas se tienen en el transformador del *flyback* por lo que un diseño magnético óptimo puede reducir dichas pérdidas.

Como trabajos futuros, se pueden evaluar otras posibles configuraciones más complejas del convertidor *flyback*, existen variaciones que presentan mejor desempeño a costa de un mayor número de componentes. Estas opciones pueden ser justificables para arreglos de LED de mayor potencia como es el caso de las luminarias de alumbrado público. El mayor costo de estos sistemas justifica el uso de más interruptores, conlleva un control más complejo pero con mejores prestaciones.

# Referencias

---

- [1] R. A. Rionda and E. Al., "Prospectiva Del Sector Eléctrico 2015-2029," *SENER*, 2015.
- [2] CFE, "Informe Anual 2015 de las actividades de la Comisión Federal de Electricidad " p. 112, 2015.
- [3] M. Innova, "Estudio Del Impacto De Medidas Y Políticas De Eficiencia Energética En Los Sectores De Consumo, Sobre El Balance De Energía Y Sobre Los Escenarios De Emisiones De Gases De Efecto Invernadero En El Corto Y Mediano Plazo," *PNUD*, vol. INECC, 2012.
- [4] SENER, "Indicadores De Eficiencia Energética En Mexico," *AIE*, 2011.
- [5] I. Energy, "Guía Técnica de Iluminación Eficiente Sector Residencial y Terciario," *Madrid ahorra con energía*, 2006.
- [6] Cree, "Cree, LED Components, IES LM-80-2008 Testing Results," *NVLAP*, vol. NIST, julio 2 2014.
- [7] Cree, "Cree LED Lighting Product Catalog," vol. Verano, p. 156, 2014.
- [8] SENER, "Eficacia luminosa de lámparas de diodos emisores de luz (LED) integradas para iluminación general. Límites y métodos de prueba," *NOM-030-ENER-2012*, 2012.
- [9] SENER, "Eficiencia energética para luminarios con diodos emisores de luz (LED) destinados a vialidades y áreas exteriores públicas. Especificaciones y métodos de prueba," vol. *NOM-031-ENER-2012*, 2012.
- [10] FIDE, "Especificación sello FIDE, Luminarios y Lámparas Integradas con LED de uso Interior.," p. 9, 2014.
- [11] M. N. Zainal-Abidin, "IEC 61000-3-2 Harmonics Standards Overview," 2006.
- [12] S. Wang, X. Ruan, K. Yao, and Z. Ye, "A flicker-free electrolytic capacitor-less ac-dc LED driver," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2011, pp. 2318-2325.
- [13] Y. Yang, X. Ruan, L. Zhang, J. He, and Z. Ye, "Feed-Forward Scheme for an Electrolytic Capacitor-Less AC/DC LED Driver to Reduce Output Current Ripple," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 5508-5517, 2014.
- [14] J. A. Holguín, "Fuente de Alimentación Resonante con un Rectificador Clase E para una Lámpara LED con Alto Factor de Potencia sin el uso de Capacitores Electrolíticos", " Maestría Experimental, Electronica de Potencia, CENIDET, Cuernavaca, Morelos, Edo. México, 2013.
- [15] J. D. Constantino, "Análisis de Alternativas de Fuentes de Alimentación sin Capacitor Electrolítico para Lámparas de LED," MAESTRÍA EN CIENCIAS, Ingeniería Electrónica, CENIDET, Cuernavaca, Morelos, México, 2014.
- [16] M. Hongbo, L. Jih-Sheng, F. Quanyuan, Y. Wensong, Z. Cong, and Z. Zheng, "A Novel Valley-Fill SEPIC-Derived Power Supply Without Electrolytic Capacitor for LED Lighting Application," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 3057-3071, 2012.
- [17] M. Arias, D. G. Lamar, J. Sebastian, D. Balocco, and A. A. Diallo, "High-Efficiency LED Driver Without Electrolytic Capacitor for Street Lighting," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, pp. 127-137, 2013.
- [18] J. C. W. Lam and P. K. Jain, "A High Power Factor, Electrolytic Capacitor-Less AC-Input LED Driver Topology With High Frequency Pulsating Output Current," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 943-955, 2015.
- [19] Z. Ye, F. Greenfeld, and Z. Liang, "Single-Stage Offline SEPIC Converter with Power Factor Correction to Drive High Brightness LED," in *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2009, pp. 546-553.

- [20] J. Yang, A. N. Faris, W. Zhang, Y. Liu, and X. Chen, "A universal-input high-power-factor LLC resonant driver without electrolytic capacitor for PWM dimming LED lighting application," in *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition*, 2014, pp. 1473-1478.
- [21] B. R. Nava, "Evaluación de una Topología para la Alimentación de LED's de Potencia con Factor de Potencia Alto y Procesamiento Parcial de la Energía," MAESTRÍA EN CIENCIAS, Ingeniería Electrónica, CENIDET, Cuernavaca, Morelos, México, 2016.
- [22] P. S. Almeida, V. C. Bender, H. A. C. Braga, M. A. D. Costa, T. B. Marchesan, and J. M. Alonso, "Static and Dynamic Photoelectrothermal Modeling of LED Lamps Including Low-Frequency Current Ripple Effects," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 3841-3851, 2015.
- [23] S. Buso, G. Spiazzi, M. Meneghini, and G. Meneghesso, "Performance Degradation of High-Brightness Light Emitting Diodes Under DC and Pulsed Bias," *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability*, vol. 8, pp. 312-322, 2008.
- [24] B. Wang, X. Ruan, K. Yao, and M. Xu, "A Method of Reducing the Peak-to-Average Ratio of LED Current for Electrolytic Capacitor-Less AC&#x2013;DC Drivers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 592-601, 2010.