



EDUCACIÓN

SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO

Tecnológico Nacional de México

**Centro Nacional de Investigación
y Desarrollo Tecnológico**

Tesis de Doctorado

**Análisis del convertidor flyback con enfoque en
procesamiento de energía redundante aplicado
a iluminación de estado sólido**

presentada por

MC. Daniel Salazar Pérez

como requisito para la obtención del grado de

**Doctor en Ciencias en Ingeniería
Electrónica**

Director de tesis

Dr. Mario Ponce Silva

Codirector de tesis

Dr. Juan Antonio Aquí Tapia

Cuernavaca, Morelos, México. Agosto de 2022.



Cuernavaca, Mor., **27/junio/2022**
No. De Oficio: **SAC/98/2022**
Asunto: **Autorización de impresión de tesis**

DANIEL SALAZAR PÉREZ
CANDIDATO AL GRADO DE DOCTOR 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 "Análisis del convertidor Flyback con enfoque en procesamiento de energía redundante aplicado a iluminación de estado sólido", ha informado a esta Subdirección Académica, que están de acuerdo con el trabajo presentado. Por lo anterior, se le autoriza a que proceda con la impresión definitiva de su trabajo de tesis.

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

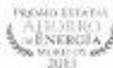
ATENTAMENTE
Excelencia en Educación Tecnológica®
"Educación Tecnológica al Servicio de México"




DR. CARLOS MANUEL ASTORGA ZARAGOZA
SUBDIRECTOR ACADÉMICO

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

CMAZ/CHG



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

Cuernavaca, Mor., a 06 de junio de 2022.

Dr. Carlos Manuel Astorga Zaragoza
Subdirector Académico
Presente

At'n: Dr. Carlos Daniel García Beltrán
Presidente del Claustro Doctoral
Del Departamento De Ing.

Electrónica

Los abajo firmantes, miembros del Comité Tutorial del estudiante Daniel Salazar Pérez, manifiestan que después de haber revisado el documento de tesis titulado "Análisis del convertidor Flyback con enfoque en procesamiento de energía redundante aplicado a iluminación de estado sólido", realizado bajo la dirección del Dr. Mario Ponce Silva y la codirección del Dr. Juan Antonio Aquí Tapia, el trabajo se **ACEPTA** para proceder a su impresión.

ATENTAMENTE



Dr. Abraham Claudio Sánchez
CENIDET



Dr. Jaime Arau Roffiel
CENIDET



Dr. Carlos Aguilar Castillo
CENIDET

Dr. José Marcos Alonso Álvarez
Universidad de Oviedo



Dr. Mario Ponce Silva
CENIDET



Dr. Juan Antonio Aquí Tapia
Acuity Brands Lighting

c.c.p: Lic. Silvia del Carmen Ortiz Fuentes, Jefe del Departamento de Servicios Escolares
 c.c.p: Dr. Hugo Estrada Esquivel / Jefe del Departamento de Ingeniería Química
 c.c.p: Expediente.



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 doctorado. Así mismo agradezco el apoyo a todos aquellos que laboran en esta gran institución.

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

A mi hija Mariela por ser mi fuente de inspiración y mi motivación para salir adelante.

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

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

A mis revisores, Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel, Dr. Carlos Aguilar Castillo, Dr. Juan Antonio Aqui Tapia y Dr. Abraham Claudio Sánchez por sus observaciones y contribuciones, las cuales enriquecieron este trabajo de tesis.

Al Dr. José Marcos Alonso, por haberme recibido durante mi estancia en la Universidad de Oviedo y ser parte de mi comité revisor.

A todos mis amigos y compañeros que hicieron de estos cuatro años de doctorado una experiencia grata y que me apoyaron en los momentos difíciles, a Cecilia Quintero, Cesar Peregrino, Juan Antonio “Layil” Vázquez, Nancy Paniagua, Ricardo “Chiapas”, Eider Amores, Alan García García, a los Yesenios, y todos los demás que no alcanzo a nombrar.

Resumen

Los desarrollos tecnológicos de los últimos años, como son los autos eléctricos, los sistemas de iluminación o las energías renovables, requieren fuentes de alimentación que se adapten a sus nuevas necesidades. Estas aplicaciones pueden ser tanto CD-CD como CA-CD y son de especial interés los convertidores donde la eficiencia, el costo y el tamaño del convertidor son los requisitos más importantes. Los convertidores básicos, como buck, boost, buck-boost son comúnmente utilizados en estas aplicaciones, pero su eficiencia es afectada por el estrés eléctrico en los elementos ya que se diseñan con ciclos de trabajo grandes que a su vez limita la frecuencia de conmutación. Es por eso que en la literatura se reportan convertidores CD-CD enfocados en estudiar la forma en que se procesa la energía con el fin de satisfacer los requisitos anteriores.

La configuración de convertidores en cascada es típicamente usada ya que permite satisfacer los requerimientos de una mayor ganancia de voltaje, pero tiene una pobre eficiencia debido a las pérdidas causadas por procesar la potencia de entrada en dos etapas antes de alcanzar la carga. Por otra parte, el mismo esquema de convertidores en cascada es aplicado a los convertidores CA-CD, donde el primer convertidor será un corrector de factor de potencia (CFP) y el segundo convertidor será un convertidor encargado de la regulación de voltaje a la salida. De modo que se tiene el mismo problema con la eficiencia, además de que debe cumplir con un factor de potencia alto y regulación de voltaje a la salida de acuerdo a los requerimientos de la aplicación.

En este trabajo se propone una alternativa de un nuevo convertidor en el cual se aplique el principio del procesamiento de energía redundante reducida (R^2P^2). Este tipo de convertidores evitan que la energía procesada por un convertidor sea completamente procesada por otro convertidor. Para lograrlo, el convertidor propuesto envía parte de la potencia de manera directa al capacitor de salida y a la carga, mientras que la otra parte es procesada por un convertidor CD-CD. Esto evita que una rama del circuito procese la energía y se mejora la eficiencia del sistema completo.

Se ha propuesto un convertidor que es una variación del convertidor flyback en el cual se reacomodan los elementos que lo conforman, pero debido al mismo reacomodo se plantean dos posibles configuraciones; la primera es una variante reductora de voltaje y la otra es una variante elevadora de voltaje. Para corroborar la utilidad de estas dos propuestas, se implementó la primera configuración como una fuente CA-CD de alimentación para LED de 10.6 W y se obtuvo una distorsión armónica total ($THDi$) de 21.7%, un factor de potencia (FP) de 0.96, con una eficiencia del 89% y se procesó solamente el 63% de la potencia de entrada. Por otra parte, la segunda configuración se aplicó a un generador termoeléctrico (TEG) con una carga LED en un prototipo de 18W en la cual se obtuvo una eficiencia del 92% y se procesó solamente el 56% de la potencia de entrada.

Abstract

Technological developments in recent years, such as electric cars, lighting systems or renewable energies, require power supplies that adapt to the new needs of these applications. These applications can be both DC-DC and AC-DC and converters where efficiency, cost and size of the converter are the most important requirements are of special interest. Basic converters like buck, boost, buck-boost are commonly used in these applications, but their efficiency is affected by the electrical stress on the elements since they are designed with large duty cycles and limit the switching frequency. That is why in the literature CD-CD converters are reported focused on studying the way in which energy is processed in order to satisfy the above requirements.

The cascade converter configuration is one of the most used since it allows to satisfy the requirements of a higher voltage gain, but it has a poor efficiency due to the losses caused by processing the input power in two stages before the load. On the other hand, the same scheme of cascade converters is applied to AC-DC converters, where the first converter will be a power factor corrector and the second converter will be a converter in charge of regulating the output voltage. So, it will have the same problem with efficiency, in addition to having to comply with unity power factor and voltage regulation at the output.

In this work, an alternative of a new converter is proposed in which the principle of reduced redundant energy processing (R^2P^2) is applied. These types of converters prevent the energy processed by one converter from being completely processed by another converter. In order to achieve this, the proposed converter sends part of the power directly to the output capacitor and the load, while the other part is processed by a DC-DC converter. This prevents one branch of the circuit from processing energy and improves the efficiency of the entire system.

A converter has been proposed that is a variation of the flyback converter in which the elements that make it up are rearranged, but due to the same rearrangement of the elements of the flyback converter, there are two possible configurations, a step-down variant and a step-up variant. To corroborate the usefulness of these two proposals, the first configuration was implemented as an AC-DC power source for 10.6 W LEDs and a $THDi = 21.7\%$ was obtained, a power factor of 0.96, with an efficiency of 89% and only 63% of the input power was processed. On the other hand, the second configuration was applied to a thermoelectric generator (TEG) with an LED load in an 18W prototype in which an efficiency of 92% was obtained and only 56% of the input power was processed.

Índice

Agradecimientos	I
Resumen	II
Abstract.....	III
Índice	IV
Índice de figuras	VI
Índice de tablas	IX
Nomenclatura.....	X
Acrónimos	XIII
Capítulo 1 Introducción	1
1.1 Antecedentes	1
1.2 Planteamiento del problema.....	1
1.3 Propuesta de solución	3
1.4 Objetivos	6
1.4.1 Objetivo General.....	6
1.4.2 Objetivos específicos	6
Capítulo 2 Revisión de topologías que utilicen el R ² P ²	7
2.1 Revisión del estado del arte	7
2.2 Topologías presentadas en la literatura.....	11
2.2.1 Variación del convertidor flyback con secundario en paralelo con la carga y en serie con el primario.....	11
2.2.2 Convertidor Buck cuadrático.....	11
2.2.3 Convertidores buck-boost en MCD y MCC	12
2.2.4 Convertidor boost cuadrático.....	13
2.2.5 Clasificación sistemática de convertidores con R ² P ²	14
2.2.6 Convertidor no aislado I-IIB buck-boost / boost	14
2.3 Modelado de un LED como una fuente de voltaje y una resistencia en serie	15
2.3.1 Diseño del convertidor flyback con el MFVRS como carga.....	19
2.3.2 Porcentajes de rizo para una carga resistiva (R _{eq}) y para el MFVRS de un LED24	
2.3.3 Análisis de dos casos específicos	26
2.3.4 Implementación de un prototipo de convertidor flyback.....	29
2.3.5 Simulación del prototipo.....	31

2.3.6	Verificación experimental	32
2.3.7	Conclusiones.....	34
Capítulo 3	Circuito CA-CD reductor con R^2P^2 aplicado a LED.....	36
3.1	Introducción	36
3.2	Análisis del convertidor flyback reacomodado en modo reductor	37
3.2.1	Análisis del FP y la THD_i usando el análisis promediado de baja frecuencia.....	39
3.2.2	Análisis del flujo de potencia en el convertidor	43
3.3	Diseño, simulación e implementación del convertidor.....	46
3.4	Resultados experimentales.....	48
3.5	Conclusiones	53
Capítulo 4	Circuito CD-CD elevador con R^2P^2 aplicado a TEG	54
4.1	Introducción	54
4.2	Modelado y análisis del circuito propuesto	55
4.2.1	Análisis del convertidor flyback reacomodado en modo elevador con una fuente de voltaje convencional.....	55
4.2.2	Análisis del convertidor flyback reacomodado elevador aplicado a TEG	60
4.3	Diseño, simulación e implementación del convertidor.....	64
4.3.1	Diseño del convertidor.....	64
4.3.2	Simulación Spice	66
4.3.3	Implementación del circuito	69
4.4	Comparación de resultados	71
4.4.1	Mediciones del circuito implementado.....	71
4.4.2	Comparación de las mediciones	74
4.5	Conclusiones	75
Conclusiones generales.....		77
Conclusiones.....		77
Trabajos futuros.....		78
Referencias		79

Índice de figuras

Fig. 1. Diagrama a bloques de convertidores en cascada.	2
Fig. 2. Representación de rectificador básico con tres puertos.	3
Fig. 3. Diagrama de flujo de energía para la solución propuesta.	4
Fig. 4. Circuito equivalente en modo reductor.	5
Fig. 5. Circuito equivalente en modo elevador.	5
Fig. 6. Elementos de un convertidor CD-CD relacionados con indicadores de flujo.	8
Fig. 7. Diagrama de flujo de energía para la configuración en cascada o Tipo I-I.	8
Fig. 8. Variantes de indicadores de flujos de energía.	9
Fig. 9. Diagramas de flujo de potencia para convertidores con tres puertos.	9
Fig. 10. Posibles configuraciones de los convertidores dependiendo la posición de los convertidores básicos que los conforman.	10
Fig. 11. Variante del convertidor flyback reacomodado.	11
Fig. 12. Convertidor buck cuadrático R2P2 tipo I-III.	12
Fig. 13. Convertidor R2P2 conformado por dos buck-boost.	13
Fig. 14. Convertidor R2P2 boost cuadrático (a) con dos interruptores (b) con un interruptor.	14
Fig. 15. Convertidor R2P2 no aislado I-IIB buck-boost / boost.	15
Fig. 16. Modelos LED evaluados.	17
Fig. 17. Curva característica del LED BXRC-40E1000-B-2x.	18
Fig. 18. Convertidor flyback CA-CD con carga LED.	19
Fig. 19. Formas de onda clave en el devanado primario, corriente instantánea (i_{L1}), la envolvente de corriente pico (i_{pk_p}) y corriente media (i_{av_p}).	20
Fig. 20. Formas de onda clave en el devanado secundario, corriente instantánea (i_{L2}), corriente pico (i_{pk_s}) y corriente media (i_{av_s}).	21
Fig. 21. Circuito equivalente visto desde el devanado secundario del convertidor flyback.	21
Fig. 22. Circuito equivalente a la salida del convertidor flyback obtenido por superposición.	22
Fig. 23. Capacitancia de salida normalizada contra los porcentajes de ondulación para ambos modelos.	26
Fig. 24. Resultados de la simulación en Spice para Tensiones y corrientes de salida para cargas LED y resistiva.	32
Fig. 25. Resultados experimentales para (a) carga resistiva y (b) carga de LED. Canal 1: voltaje de salida (v_o), 5 V/div. Canal 2: corriente de salida (i_o) 2 A/div. Canal 3: potencia de salida (P_o) 50 W/div.	33
Fig. 26. Topología del convertidor flyback reacomodado reductor, con primario y secundario en serie.	38
Fig. 27. Modelo de flyback en MCD para el APBF.	38
Fig. 28. Modelo del LED.	38

Fig. 29. Circuito equivalente para el análisis promediado de baja frecuencia.	39
Fig. 30. Formas de onda de corriente de la topología i_{ac} e i_r	40
Fig. 31. THDi de la corriente de entrada vs ganancia (m).	42
Fig. 32. Curvas de cada armónico de la corriente de entrada vs la ganancia (m).	42
Fig. 33. FP de la topología vs la ganancia (m).	43
Fig. 34. Diagramas de flujo de potencia, (a) Flyback convencional y (b) Flyback reacomodado reductor.	44
Fig. 35. Eficiencia total del sistema respecto la cantidad de potencia procesada.	45
Fig. 36. Porcentaje de potencia procesada por el flyback (Q) vs la ganancia (m).	46
Fig. 37. Convertidor flyback reacomodado reductor simulado en Spice.	48
Fig. 38. Formas de onda resultantes de la simulación en Spice. Voltaje de salida (v_o), corriente de salida (i_o), corriente del primario (i_{L1}) y corriente de entrada (i_{in}).	48
Fig. 39. Prototipo de flyback reacomodado reductor para pruebas experimentales.	49
Fig. 40. Corriente de línea i_{ac} (200 mA/div) y voltaje v_{ac} (60 V/div).	49
Fig. 41. THDi obtenido en pruebas experimentales con el medidor de calidad de energía.	50
Fig. 42. FP obtenido en pruebas experimentales del medidor de calidad de energía.	50
Fig. 43. Comparación de los armónicos en la corriente de entrada y la norma IEC 61000-3-2 clase C	50
Fig. 44. Voltaje instantáneo en pruebas experimentales de la lámpara LED. 10 V/div, voltaje promedio en el LED 60.5 V.	51
Fig. 45. Corriente instantánea en pruebas experimentales de la lámpara LED. 100 mA/div, corriente promedio en el LED 160.3 mA.	51
Fig. 46. Potencia instantánea en pruebas experimentales de la lámpara LED. 3 W/div, potencia promedio en el LED 10.62 W.	52
Fig. 47. Convertidor flyback reacomodado en modo elevador.	56
Fig. 48. Circuito equivalente de baja frecuencia del convertidor propuesto.	57
Fig. 49. Gráfico energía procesada vs ganancia.	58
Fig. 50. Ganancia vs eficiencia total del convertidor flyback reacomodado elevador.	59
Fig. 51. Comparación de varios convertidores elevadores.	60
Fig. 52. Convertidor flyback reacomodado para generadores termoeléctricos.	61
Fig. 53. Circuito equivalente.	61
Fig. 54. Diagrama de flujo de potencia del convertidor flyback reacomodando considerando R_s	62
Fig. 55. Generador termoeléctrico utilizado.	65
Fig. 56. Simulación del circuito propuesto en Spice.	67
Fig. 57. Resultados de la simulación. Voltajes de entrada y salida ($v_{in}(t)$, $v_o(t)$); corrientes de entrada y salida ($i_{in}(t)$, $i_o(t)$); corrientes de los inductores primario y secundario ($i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$).	68
Fig. 58. Resultados de la simulación. Voltajes de entrada y salida del convertidor flyback ($v_{fi}(t)$, $v_{fo}(t)$); voltaje de salida ($v_o(t)$) y voltaje de los TEG ($v_{in}(t)-v_{RS}(t)$); corriente de entrada	

<i>que pasa por R_s ($i_{R_s}(t)$), corriente de los inductores primarios ($i_{LI}(t)$) y corriente que se entrega directamente a la carga ($i_{R_s}(t)-i_{LI}(t)$).</i>	69
<i>Fig. 59. Resultados de la simulación. Potencia de entrada (P_{in}), potencia consumida por R_s (P_{R_s}) y potencia entregada por los TEG ($P_{in}-P_{R_s}$); potencia de entrada y salida del convertidor flyback (P_{fin}, P_{fo}); potencia de salida (P_o) y potencia entregada directamente a la carga (P_o-P_{fo}).</i>	69
<i>Fig. 60. Diseño del PCB del circuito propuesto.</i>	70
<i>Fig. 61. PCB para el prototipo.</i>	71
<i>Fig. 62. Prototipo experimental del circuito.</i>	71
<i>Fig. 63. Formas de onda de entrada del convertidor elevador reacomodado.</i>	72
<i>Fig. 64. Formas de onda de la Resistencia serie del convertidor elevador reacomodado. ...</i>	73
<i>Fig. 65. Formas de onda de salida del convertidor elevador reacomodado.</i>	73
<i>Fig. 66. Formas de onda de entrada del flyback del convertidor elevador reacomodado. ...</i>	73
<i>Fig. 67. Formas de onda de salida del flyback del convertidor elevador reacomodado.</i>	74
<i>Fig. 68. Circuito propuesto para un trabajo futuro.</i>	78

Índice de tablas

Tabla 1. Comportamiento de los rizados para diferentes cargas.....	24
Tabla 2. Comparación del porcentaje de rizo de corriente $\%R_i=50\%$	28
Tabla 3. Parámetros de diseño.....	29
Tabla 4. Cálculo de los componentes del convertidor reacomodado reductor.	30
Tabla 5. Rizados de corriente y voltaje para $C_{LED}=C_{Req}=8 \mu F$	31
Tabla 6. Comparación entre cálculos de resultados teóricos, de simulación y experimentales para la MFVRS.....	34
Tabla 7. Conceptos de flujo de energía.	43
Tabla 8. Especificaciones técnicas de la lámpara de prueba LED.	46
Tabla 9. Parámetros de diseño para el convertidor flyback reductor.	46
Tabla 10. Diseño del convertidor propuesto.....	47
Tabla 11. Resumen de resultados de la topología.	52
Tabla 12. Porcentajes de error en los resultados.	52
Tabla 13. Datos usados en la implementación.	65
Tabla 14. Datos obtenidos de las ecuaciones.	65
Tabla 15. Componentes usados en el prototipo.....	69
Tabla 16. Resumen de los resultados obtenidos.	74
Tabla 17. Porcentajes de error.	75

Nomenclatura

\bar{I}	Corriente promedio
$\% R_{iLED}$	Porcentaje de rizo de corriente para la carga LED
$\% R_{vLED}$	Porcentaje de rizo de voltaje para la carga LED
$\% R_{iReq}$	Porcentaje de rizo de corriente para la carga resistiva
$\% R_{vReq}$	Porcentaje de rizo de voltaje para la carga resistiva
ΔI	Rizo de corriente(1)
ΔV	Rizo de voltaje
C	Capacitor
C_{LED}	Capacitor de la carga LED
C_{LED}	Capacitor para la carga LED
C_{Req}	Capacitor de la carga resistiva
C_{Req}	Capacitor para la carga resistiva
$C_{snubber}$	Capacitor del Snubber
D	Ciclo de trabajo
$Disc$	Ciclo de trabajo de descarga
$D_{snubber}$	Diodo del Snubber
E_C	Energía del capacitor
E_g	Energía de banda prohibida
f	Frecuencia de línea
fd	Factor de discontinuidad
fs	Frecuencia de conmutación
I_1	Amplitud de la componente fundamental
I_{ac}	Amplitud de la componente de CA de la corriente
i_{as}	Corriente de línea
i_{av_p}	Corriente promedio por ciclo de conmutación del primario
i_{av_s}	Corriente promedio por ciclo de conmutación del secundario
i_{av_sdc}	Componente de CD de la corriente promedio por ciclo de conmutación del primario
I_{av_sdc}	Componente de CD de la corriente promedio por ciclo de conmutación del secundario
i_c	Corriente del capacitor
i_D	Corriente del diodo
i_{in}	Corriente de entrada
i_{L1}	Corriente del primario
i_{L2}	Corriente del secundario
I_n	amplitud del n-ésimo armónico

i_o	Corriente de salida
I_o	Corriente promedio de salida
i_{o_AC}	Componente de CA de la corriente de salida
i_{pk_p}	Corriente pico del primario
i_{pk_s}	Corriente pico del secundario
i_r	Corriente rectificada
I_{Rf}	Corriente promedio de la resistencia libre de pérdidas
I_{Rfms}	Corriente RMS en la resistencia libre de pérdidas
k	Constante
k_b	constante de Boltzmann
k_c	Relación de capacitancia entre la carga LED y la carga resistiva
k_{ri}	Relación de rizados de corriente
k_{rLED}	Relación de rizados para el LED
k_{rReq}	Relación de rizados para la carga resistiva
k_{rv}	Relación entre rizados de voltaje
L_1	Inductancia del primario
L_2	Inductancia del secundario
L_3	Inductancia del auxiliar
L_p	Inductancia del primario
L_s	Inductancia del secundario
M	Ganancia general
m	Constante
M_f	Ganancia del convertidor flyback
n	Relación de vueltas
n_i	Factor de idealización
P_c	Potencia del capacitor
P_{fi}	Potencia promedio entregada al lado primario del convertidor flyback
P_{fo}	Potencia promedio entregada por lado secundario del convertidor flyback
P_{in}	Potencia de entrada
P_{LED}	Potencia de cada LED
P_o	Potencia de salida
P_{Rs}	Potencia consumida por la resistencia serie del TEG
q	Magnitud de la carga electrónica
Q	Relación de potencia procesada
R	Resistencia de carga
R_F	Resistencia libre de pérdidas
R_{LED}	Resistencia de LED
R_s	Resistencia de pequeña señal del LED

R_s	Resistencia serie del TEG
$R_{snubber}$	Resistencia del Snubber
t	Tiempo
T	Periodo de línea
T_j	Temperatura de unión
T_s	Periodo de conmutación
t_x	Tiempo muerto
V_{ac}	Amplitud de la componente de CA del voltaje
V_D	Voltaje del diodo
V_F	Voltaje promedio del secundario
V_{in}	Voltaje de entrada
V_m	Voltaje máximo de entrada
v_o	Voltaje de salida
V_o	Voltaje promedio de salida
v_{o_AC}	Componente de CA del voltaje de salida
v_r	Voltaje rectificado
V_{Rf}	Voltaje promedio en la resistencia libre de pérdidas
V_{rms}	Voltaje RMS
V_{th}	Voltaje de umbral del LED
X_C	Reactancia capacitiva
Z	Impedancia
η	Eficiencia
η_f	Eficiencia del convertidor flyback
η_t	Eficiencia total
ω	Frecuencia angular de línea

Acrónimos

APBF	Análisis promediado de baja frecuencia
AWG	Calibre de alambre estadounidense
BCM	Modo de Conducción en la Frontera
CA	Corriente Alterna.
CD	Corriente Directa.
CENIDET	Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico.
CFP	Corrector de factor de potencia
CONACYT	Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología
EMI	Interferencias electromagnéticas
FIDE	Fideicomiso para el Ahorro de Energía.
FP	Factor de Potencia.
IEC	Comisión Electrotécnica Internacional
IET	Institution of Engineering and Technology
LED	Diodo Emisor de Luz.
MCD	Modo de Conducción Discontinua
MFVRS	Modelo de Fuente de Voltaje y Resistencia en Serie
MOSFET	Transistor de Efecto de Campo de Metal Oxido Semiconductor.
PCB	Placa de circuito impreso
PWM	Modulación de ancho de pulso
R2P2	Principio del Procesamiento de energía Redundante Reducida
RMS	Valor cuadrático medio
TEG	Generador termoeléctrico
THD	Distorsión armónica total
U.S.	Estados Unidos
UPS	Sistema de Alimentación Ininterrumpida

Capítulo 1 Introducción

1.1 Antecedentes

El desarrollo de nuevas tecnologías con el paso del tiempo requiere de fuentes de alimentación, tanto CD-CD como CA-CD, que se adapten a requerimientos de las nuevas aplicaciones. Con el auge de los vehículos eléctricos en la industria automotriz, las aplicaciones industriales, los sistemas de iluminación de estado sólido y las energías renovables, existe un interés creciente en los sistemas de conversión CD-CD con un amplio rango de conversión de voltaje. Especialmente en aquellas aplicaciones en las que se requiere elevar voltaje como en los sistemas de cosecha de energía, microrredes, las pilas de combustible, los generadores termoeléctricos (TEG), las fuentes de alimentación ininterrumpidas (UPS), celdas de combustible y sistemas fotovoltaicos, donde la eficiencia es el requisito más importante, seguido del costo y el tamaño del convertidor [1, 2].

Los tres convertidores básicos; buck, boost, buck-boost, son comúnmente utilizados en estas aplicaciones; sin embargo, la eficiencia de estos se ve comprometida ya que sus componentes están sometidos a un estrés eléctrico mayor debido a que se diseñan con ciclos de trabajo muy grandes y tienen tiempos de apagado muy cortos y a su vez limita la frecuencia de conmutación. Es por eso que recientemente se han reportado en la literatura una gran cantidad de convertidores CD-CD enfocados en la forma en que se procesa la energía con el fin de satisfacer los requisitos anteriores [3].

Esta tendencia no solamente se queda en el campo de los convertidores CD-CD, en cuanto a las aplicaciones que requieren fuentes de alimentación CA-CD es de gran interés buscar la forma de innovar en una manera de combinar o unir una etapa de corrección de factor de potencia (CFP) con un convertidor CD-CD convencional. Esto con el fin de obtener un rectificador de voltaje con alto factor de potencia y una buena regulación de voltaje de salida, además de contar con una baja cantidad de armónicos en la corriente de entrada, ya que se han vuelto estos los criterios de diseño obligados para las fuentes de alimentación conmutadas. Esta configuración en su primera etapa usualmente utiliza un convertidor que opere en modo de conducción discontinua (MCD) o que trabaje bajo un esquema de control en modo corriente [4] o bien un convertidor que opere en modo de conducción en la frontera (BCM) que cuenta con los beneficios del MCD pero se agrega la conmutación suave [5, 6].

1.2 Planteamiento del problema

Como se mencionó anteriormente, los convertidores básicos CD-CD no aislados muchas veces no son suficientes para satisfacer los requerimientos de las aplicaciones cuando se necesitan ganancias amplias. Los convertidores boost y buck-boost necesitan ciclos de trabajo muy grandes para tener voltajes altos en su salida; además, se ven limitados por los

tiempos de conmutación finitos de los interruptores que utilicen. También los dispositivos de conmutación estarán sometidos a un gran estrés de voltaje [7].

Se han buscado topologías alternativas que permitan tener una mayor ganancia de voltaje [1, 8-10]. La conexión de convertidores en cascada consiste en colocar dos o más convertidores básicos en serie, como se muestra en la Fig. 1, permite satisfacer los requerimientos de una mayor ganancia de voltaje.

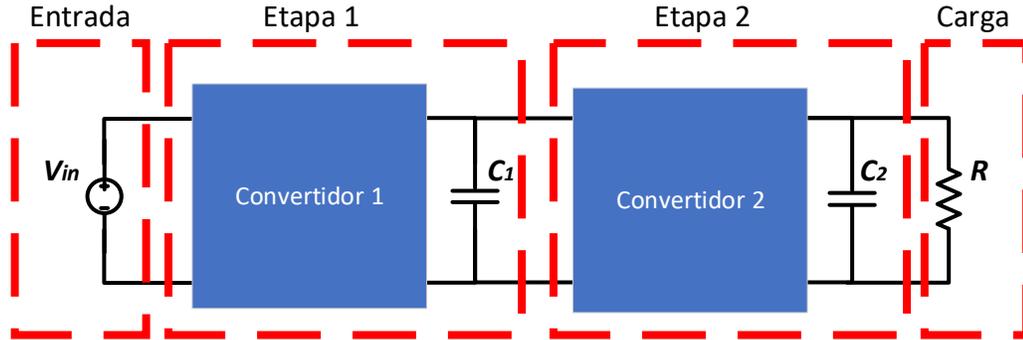


Fig. 1. Diagrama a bloques de convertidores en cascada.

Las ventajas que da la conexión en cascada se pagan con una caída drástica en la eficiencia total del sistema, debido al aumento en las pérdidas de potencia por procesar la energía de entrada en dos etapas antes de alcanzar la carga [1, 7]. Además, esta configuración a pesar de su simplicidad necesita dos señales de control para su funcionamiento.

Las configuraciones en cascada tienen relación directa con la eficiencia de cada convertidor que los conforma, donde la eficiencia total (η_t) de estos convertidores viene dada por:

$$\eta_t = \eta_1 \eta_2 \quad (1)$$

Donde η_1 y η_2 corresponden a la eficiencia del convertidor 1 y 2 que lo conforman respectivamente.

Por otra parte, el mismo esquema de convertidores en cascada es aplicado de manera similar en los convertidores CA-CD, donde el convertidor 1 integra la función de CFP y el convertidor 2 será un convertidor encargado de la regulación de voltaje a la salida. De modo que la configuración en cascada en rectificadores tendrá el mismo problema con la eficiencia.

Un requisito básico del rectificador descrito anteriormente, con factor de potencia unitario y regulación de voltaje a la salida, es la presencia de un elemento de almacenamiento de energía en baja frecuencia. Para este caso un capacitor es el que almacena la energía para amortiguar la diferencia entre la potencia de entrada instantánea y la potencia constante de salida [11, 12]; donde la potencia de entrada estará dada por:

$$p_{in}(t) = 2P_o \sin^2(\omega_L t) \quad (2)$$

Donde P_o es la potencia de salida y ω_L es la frecuencia angular de línea.

Para poder conservar la salida de voltaje constante, la potencia instantánea amortiguada por el capacitor deberá ser [13]:

$$p_c(t) = P_o(1 - 2\sin^2(\omega t)) = 2P_o \cos^2(\omega t) \quad (3)$$

Por lo que el rectificador se ve obligado a contar con un elemento de almacenamiento de energía con una potencia que varía al doble de la frecuencia de línea, para conservar el voltaje de salida constante [11, 12]. Se puede representar el esquema básico de un rectificador como una red de tres puertos, los cuales corresponden al voltaje de entrada, el elemento de almacenamiento de energía y la carga de salida, justo como se muestra en la Fig. 2.

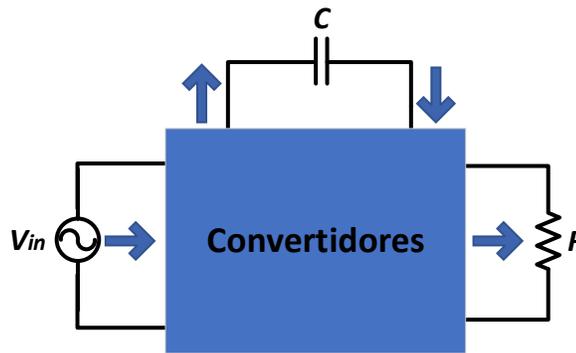


Fig. 2. Representación de rectificador básico con tres puertos.

Con base en el modelo anterior se han buscado varias configuraciones que permitan evitar que la energía sea procesada completamente por dos convertidores básicos dentro del sistema. De esta idea básica surge el concepto de procesamiento de energía redundante reducida (R^2P^2 por sus siglas en inglés). En este trabajo se busca encontrar una topología que aplique este concepto, para así reducir la energía procesada dentro de un sistema con el fin de aumentar la eficiencia global.

1.3 Propuesta de solución

Con base en lo reportado en la literatura acerca del principio del procesamiento de energía redundante reducida (R^2P^2), se busca proponer una alternativa de un nuevo convertidor en el cual se aplique el concepto de R^2P^2 , y que pueda implementarse de manera sencilla y fácil en la práctica.

Los convertidores encontrados en la literatura que se aplican a convertidores CA-CD, tienen un convertidor CFP como primera etapa y realizan ajustes en el funcionamiento del circuito para cambiar el procesamiento de energía y eliminar la ondulación de corriente de baja frecuencia. En estos convertidores, la energía no se procesa dos veces, ya que siguen el principio de procesamiento de energía redundante reducido [14]. Evitan que la energía procesada por un convertidor sea completamente procesada por otro convertidor. Algunos de estos trabajos se denominan por sí mismos convertidores de 1.5 etapas.

En este trabajo se presenta un convertidor que no busca resolver el problema del capacitor de salida. Sin embargo, el principio de procesamiento de energía redundante reducido (R^2P^2) se lleva más allá y se crea un convertidor de “0.5 etapas”, que puede mejorar la eficiencia de cualquier convertidor CFP y aún cumplir con las regulaciones correspondientes.

En términos energéticos, un convertidor que no procesa la energía, es decir donde se entrega la energía de manera directa, es de cero etapas; mientras que un convertidor de una etapa es aquel que procesa una vez la energía y tiene una eficiencia $\eta = \eta_1$; con dos procesamientos el convertidor es de dos etapas y cuenta con una eficiencia $\eta = \eta_1 \eta_2$. Todo esto sólo para aclarar que en un convertidor de “0.5 etapas”; es una forma aproximada de decir que el convertidor procesa menos de una vez la energía, no necesariamente procesa la mitad. En su construcción se toma en cuenta una constante $Q \in (0; 1)$ que define la fracción de energía que procesada por el convertidor; mientras que $(Q-1)$ será la fracción de la energía que se entrega directamente sin que sea procesada por ningún convertidor, en consecuencia, la eficiencia del sistema tendrá a los términos η_1 y Q implicados en su definición, pero esta dependerá de la configuración del sistema que puede variar, en este trabajo se presentaran dos casos más adelante.

Para lograrlo se utilizará el diagrama de flujo de energía presentado en la Fig. 3 el cual es una variante de los presentados en la Fig. 10 en las configuraciones: IIA-IIIB, IIB-IIIA, IIB-IIIB, IIB-IIIC y IIC-IIIB. En el diagrama de flujo propuesto evita el uso de un segundo convertidor, el cual debería estar entre las flechas de flujo de energía, de modo que una parte del flujo de energía pase de manera directa al capacitor de salida y a la carga. Esto evita que una rama del circuito procese la energía y mejora la eficiencia del sistema completo.

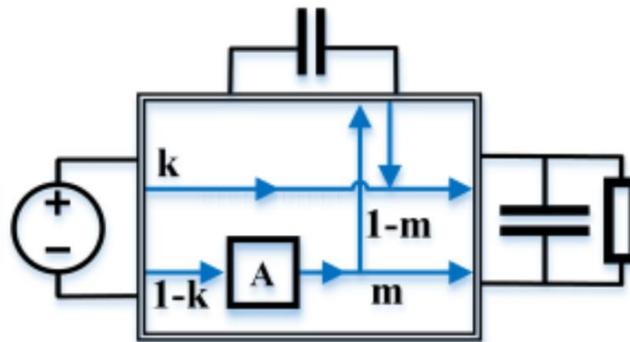


Fig. 3. Diagrama de flujo de energía para la solución propuesta.

Para hacer el circuito equivalente del diagrama de flujo de energía de la Fig. 3 se propone un convertidor que es una variación del convertidor flyback en el cual se reacomodan los elementos que lo conforman; sin embargo, debido al mismo reacomodo de los elementos del convertidor flyback se producen dos posibles configuraciones para hacer el circuito equivalente, la primera una variante reductora de voltaje y el segundo una variante elevadora de voltaje, las cuales se muestran respectivamente en las Fig. 4 y Fig. 5.

Para la variante del convertidor reductor, la solución propuesta se basa en el trabajo reportado en [15], el cual coloca los elementos del lado secundario del convertidor flyback en paralelo con la carga y esta disposición se conecta a su vez en serie con el lado primario del convertidor y la fuente de voltaje rectificadora, como se muestra en la Fig. 4. Para analizar el circuito propuesto, se realiza un análisis promediado de baja frecuencia (APBF), el cual resultó en un circuito equivalente sencillo de evaluar con el que se determinó su comportamiento y el método de diseño. Como el convertidor flyback es una topología aislada, es posible utilizar algunos de los métodos como puertos de rizo, para poder eliminar la ondulación de corriente de baja frecuencia en la carga sacrificando el aislamiento galvánico. La mayor parte del trabajo fue reportado como se mencionó anteriormente en [15], sin embargo se corrigieron errores en la definición de conceptos y variables.

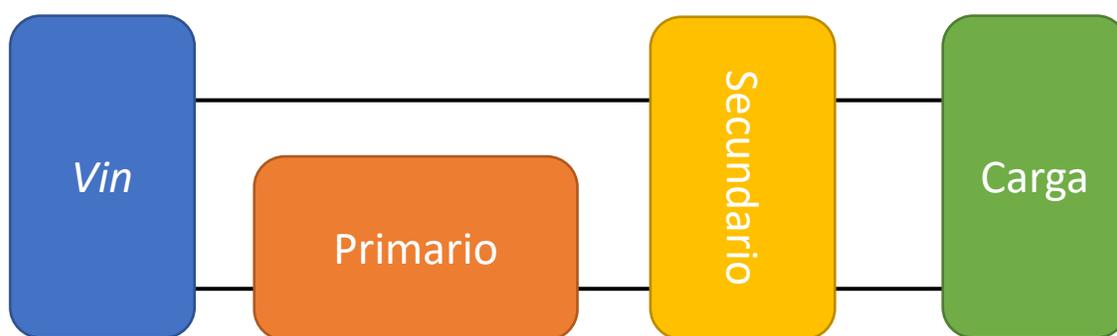


Fig. 4. Circuito equivalente en modo reductor.

Para la variante del convertidor reacomodado elevador se colocan los elementos del lado secundario en serie con la carga y con los elementos del lado primario, todo eso mientras el primario está en paralelo con la fuente de voltaje. Esta configuración permite que el voltaje suministrado por el secundario sea menor en medida de la magnitud del voltaje primario, ya que estos dos se suman para alimentar a la carga.

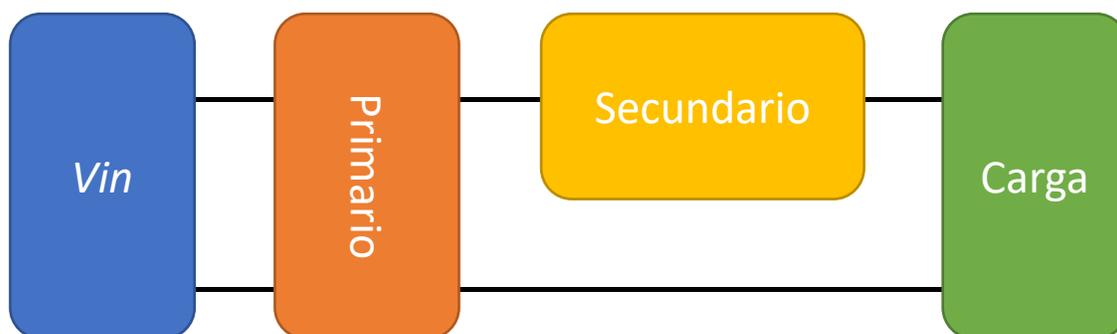


Fig. 5. Circuito equivalente en modo elevador.

Finalmente para corroborar la utilidad de estas dos propuestas, se implementará la primera como una fuente CA-CD de alimentación para LED, mientras que el circuito elevador se aplicará a un generador termoeléctrico (TEG) con una carga LED.

1.4 Objetivos

1.4.1 Objetivo General

Evaluar una nueva configuración de convertidor que aplique el principio de procesamiento de energía redundante reducida, que evite el uso de una configuración en cascada y se implemente tanto en un convertidor CD-CD como en un CA-CD.

1.4.2 Objetivos específicos

- Tener un conocimiento amplio de las investigaciones previamente realizadas sobre convertidores que utilicen el principio de Procesamiento de Energía Redundante Reducida por medio de una revisión completa la literatura existente.
- Definir matemáticamente el comportamiento de un convertidor CD-CD elevador que aplique el principio del Procesamiento de Redundante Reducida (análisis matemático y simulación)
- Obtener un prototipo del convertidor CD-CD analizado aplicado a cosecha de energía con generadores termoeléctricos.
- Definir matemáticamente el comportamiento de un convertidor CA-CD reductor que aplique el principio del Procesamiento de Energía Redundante Reducida (análisis matemático y simulación)
- Obtener un prototipo del convertidor CA-CD analizado aplicado como una fuente de alimentación para LEDs.
- Obtener una comparativa de los resultados obtenidos en ambos convertidores propuestos con topologías similares en la literatura.

Capítulo 2 Revisión de topologías que utilicen el R²P²

2.1 Revisión del estado del arte

El inicio del concepto de procesamiento de energía redundante reducida (R²P²) puede rastrearse desde los trabajos reportados en [16, 17] que comenzaron buscando variantes a los convertidores de dos etapas utilizando post-reguladores, pero no fue hasta que se presentaron los trabajos [18-20] que surgió un sistema que permitía clasificar y nombrar todas las configuraciones posibles para este nuevo tipo de convertidores. Este concepto inicialmente fue propuesto para convertidores CA-CD con corrección de factor de potencia y regulación de voltaje [21]. La idea principal de R²P² es producir configuraciones de convertidores que no estén en cascada. Esto se logra utilizando un esquema de 3 puertos conformados por: un elemento de almacenamiento de energía y un puerto de entrada y otro de salida (más dos convertidores básicos entre ellos). Esta configuración evita el procesamiento doble de la potencia [12, 18-24].

La ventaja de los convertidores R²P² sobre los convertidores en cascada es en términos de eficiencia. Es importante señalar que el aumento de la eficiencia es desde un punto de vista teórico, ya que la eficiencia puede verse afectada por otros parámetros como la correcta selección de componentes y efectos de elementos parásitos [3]. Sin embargo, se demostró tanto teórica como experimentalmente en [21, 22] que las configuraciones R²P² si pueden lograr una mejor eficiencia que la tradicional configuración en cascada.

El funcionamiento básico de un regulador CFP es transferir energía desde el puerto de entrada al elemento de almacenamiento de energía de baja frecuencia; después, transmitir esa energía del elemento de almacenamiento a la carga. En esta configuración se consideran los puertos de entrada y salida como unidireccionales (la fuente de entrada solamente puede entregar potencia y la carga únicamente puede consumirla), mientras que el elemento de almacenamiento de energía es bidireccional (pudiendo ser un capacitor o inductor los cuales puedan cargarse o descargarse dependiendo de las condiciones del circuito), como se mostró en la Fig. 6.

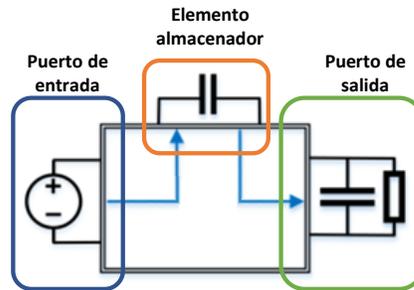


Fig. 6. Elementos de un convertidor CD-CD relacionados con indicadores de flujo.

Este primer diagrama de flujo de energía comprenderá dos flechas que llamaremos indicadores de flujo que determinan el camino por el que la energía pasará y el sentido de la energía. El primer indicador de flujo lleva la energía de la entrada al elemento de almacenamiento y el segundo indicador de flujo lleva la energía del elemento de almacenamiento a la carga.

Sin embargo, cada indicador de flujo lleva a cabo su tarea por medio de un convertidor que conecta un puerto con otro, de modo que el diagrama de flujo de energía para el caso en cascada quedaría de la siguiente manera:

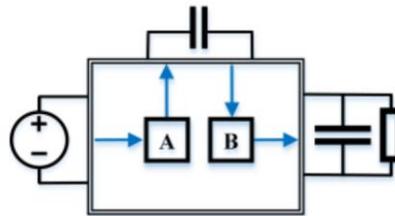


Fig. 7. Diagrama de flujo de energía para la configuración en cascada o Tipo I-I.

A este primer diagrama de flujo de energía se denominará de Tipo I-I, ya que pueden existir tres formas diferentes de indicadores de flujo y este solo utiliza el tipo I. Los tres tipos de indicadores de flujo posibles son:

- Tipo I: La energía se transfiere de un puerto a otro.
- Tipo II: La energía se transfiere de dos puertos a uno.
- Tipo III: La energía se transfiere de un puerto a dos.

Cada uno de estos indicadores de flujo se muestran en la Fig. 8.

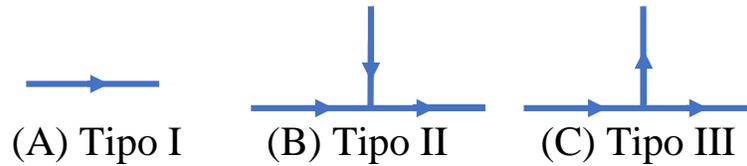


Fig. 8. Variantes de indicadores de flujos de energía.

Con los tres tipos de indicadores de flujo es posible a su vez hacer cuatro estructuras diferentes, cada una con dos indicadores de flujo, estas 4 configuraciones se muestran en la Fig. 9. Para denominar cada una de ellas utiliza el tipo de indicadores de flujo que se usan en su construcción. Para un diagrama de flujo de energía que incluye un indicador de flujo de Tipo II y un indicador de flujo de Tipo III, lo denominamos Tipo II-III.

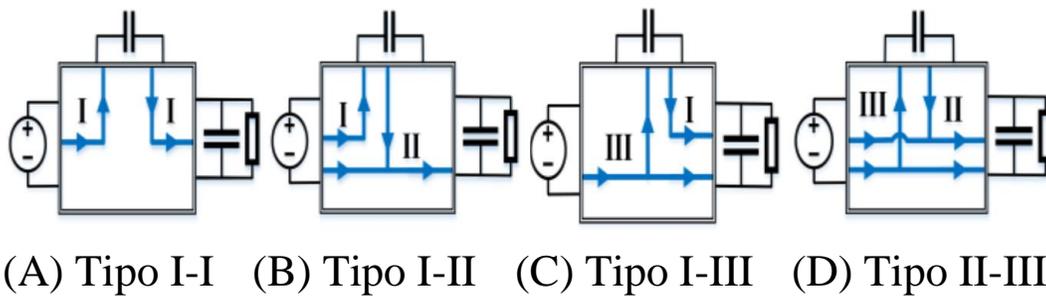


Fig. 9. Diagramas de flujo de potencia para convertidores con tres puertos.

Cada indicador de flujo necesita un convertidor para llevar a cabo su tarea; por lo tanto, cada configuración requerirá dos convertidores A y B; sin embargo, para los indicadores de flujo tipo II y tipo III hay tres formas posibles para colocar el convertidor. Por lo que es posible obtener 16 configuraciones diferentes [19-21], estas se muestran en la Fig. 10.

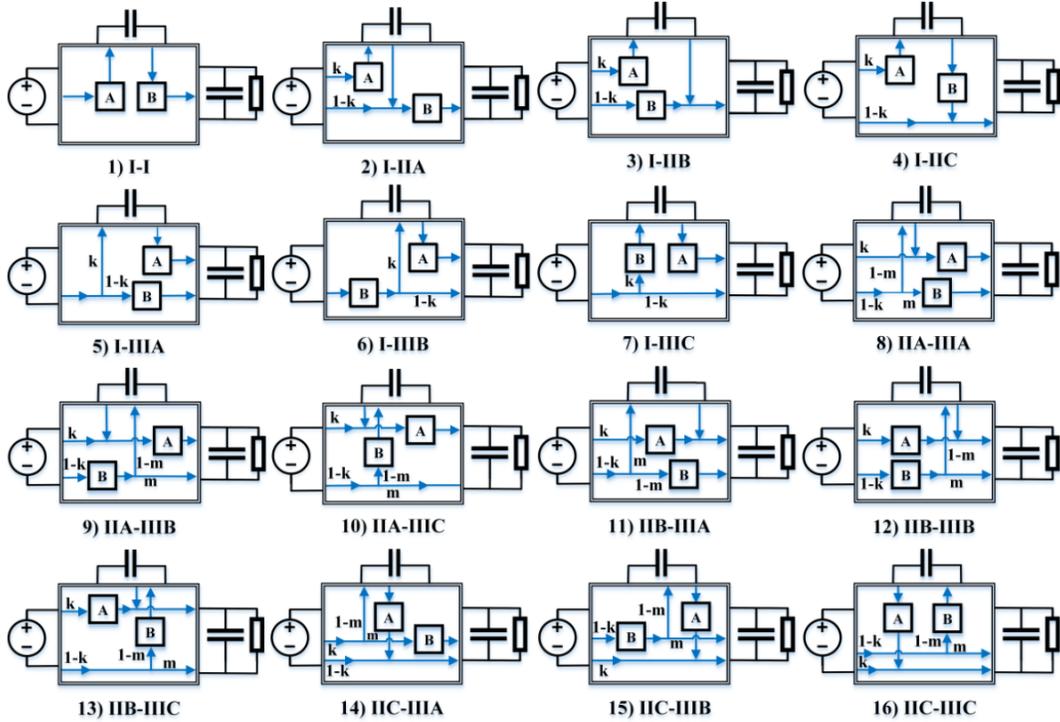


Fig. 10. Posibles configuraciones de los convertidores dependiendo la posición de los convertidores básicos que los conforman.

Para la configuración I-II habrá tres variantes que se nombrarán I-IIA, I-IIB y I-IIC dependiendo de la posición del segundo convertidor, del mismo modo aplica para las demás configuraciones. Además, las constantes $k \in (0;1)$ y $m \in (0;1)$, definen las fracciones de energía que serán o no procesadas y su cálculo dependerá de cada caso particular de la configuración.

Como se dijo anteriormente, la ventaja de los convertidores R^2P^2 sobre los convertidores en cascada es en términos de eficiencia. Tomando como ejemplo la estructura I-IIB y suponiendo que la eficiencia de los convertidores A y B son η_1 y η_2 respectivamente, entonces la eficiencia total es:

$$\eta_i = \eta_1 \eta_2 + \eta_2 (1-k)(1-\eta_1) \quad (4)$$

Ya que factores del segundo término siempre serán positivos entonces se puede inferir que la eficiencia en la estructura I-IIB siempre será más grande que en la configuración en cascada (Tipo I-I).

Los convertidores R^2P^2 tienen la característica de que una fracción de la potencia suministrada por la fuente de alimentación se procesa una vez. En algunos casos, esta fracción de potencia se transfiere directamente a la carga como es en el caso de las configuraciones I-IIC, I-IIC, IIA-IIC, IIB-IIC, IIC-IIIA, IIC-IIB y IIC-IIC. Dando como resultado una mayor eficiencia y una reducción de las pérdidas totales de energía.

Toda la información presentada anteriormente ya se encuentra reportada en la literatura, pero se toma como punto de partida para el presente trabajo el cual busca una topología R^2P^2 que no haya sido mostrada en la Fig. 10.

2.2 Topologías presentadas en la literatura

A continuación, se presentan un conjunto de topologías afines al tema con resultados y aplicaciones similares a las de este trabajo que se reportaron en la literatura.

2.2.1 Variación del convertidor flyback con secundario en paralelo con la carga y en serie con el primario

En [15] se presenta el trabajo que se tomó como base para circuito reportado en este trabajo con ligeros cambios. La topología que se propone es una variante del convertidor flyback reacomoda los elementos que lo conforman a modo de obtener un convertidor que no procesa completamente la energía de la carga ya que parte de ella se entrega directamente a la carga. El circuito propuesto se muestra en Fig. 11. También se reporta el diseño del convertido por medio de un análisis promediado de baja frecuencia. El prototipo mostrado en el trabajo fue de 10W de potencia y logro procesar el circuito solamente el 63% de la energía.

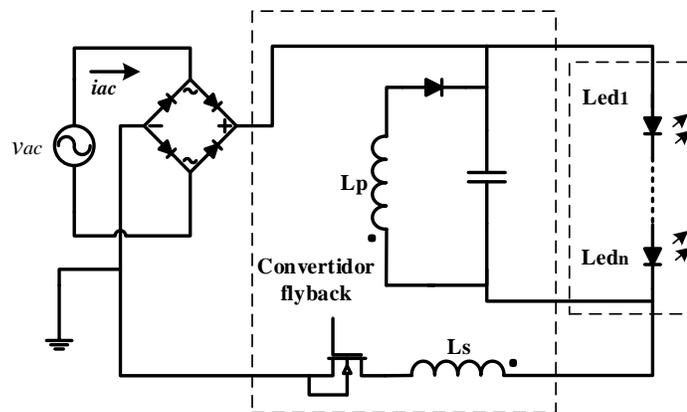


Fig. 11. Variante del convertidor flyback reacomodado.

2.2.2 Convertidor Buck cuadrático

En [3] se propone una aplicación alternativa para un convertidor CD-CD buck cuadrático basado en el concepto R^2P^2 el cual se muestra en la Fig. 12, integrando un filtro LC como parte de la topología para aplicaciones fotovoltaicas con ventajas de operación sobre otras topologías reductoras, como son la demanda de corriente continua en los paneles solares, su relación de transformación cuadrática y la disminución de los efectos de EMI, presentes en la integración de etapas de potencia y control. Se analiza la descripción del sistema formado por el convertidor reductor cuadrático R^2P^2 con filtro de entrada, donde se satisfacen los requisitos de regulación de tensión de salida y corriente de entrada no pulsante. Además, se desarrolla el procedimiento de diseño de los elementos que forman el convertidor, así como la descripción de los modos de operación durante el proceso de conmutación del convertidor. Al agregar el filtro LC el modelado da como resultado un sistema de sexto orden, ya que se

agregan dos variables más al sistema y se implementó un prototipo que presentó una eficiencia del 94.5%. Este trabajo presentó el modelo promediado, conmutado y de pequeña señal, validándose en simulación.

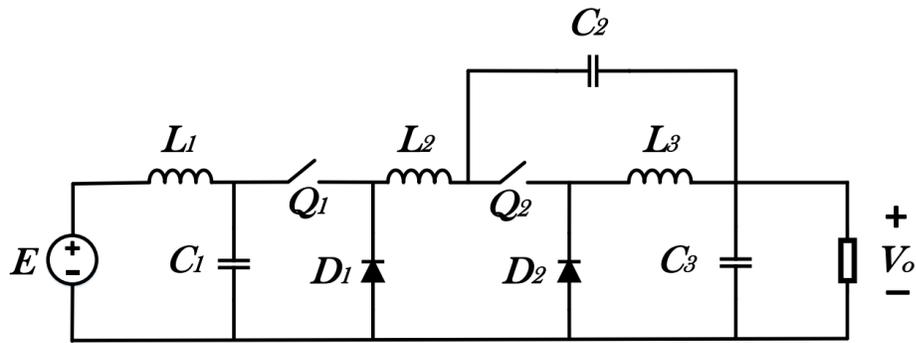


Fig. 12. Convertidor buck cuadrático R2P2 tipo I-III.

2.2.3 Convertidores buck-boost en MCD y MCC

En [14] se presenta un convertidor CA-CD aplicado a LEDs de alta potencia de un sistema de alumbrado público, basado en el R²P². Para garantizar un FP alto y una THDi baja para la corriente de entrada, se emplea un convertidor buck-boost que opera en MCD como CFP. El segundo convertidor de igual manera es un convertidor buck-boost que a diferencia del anterior trabaja en MCC y controla la corriente del LED, el convertidor descrito se muestra en la Fig. 13. La potencia en el convertidor no es procesada dos veces. Esto se hace sumando los voltajes del primer y segundo convertidor.

Evitando el doble procesamiento de la potencia, se mejora la eficiencia. Además de eso, el valor de capacitancia del primer convertidor se reduce drásticamente al aumentar los límites de rizo de voltaje, lo que hace posible el uso de capacitores de película para aumentar la vida útil del sistema. Se reportó un prototipo de laboratorio, con una potencia nominal de 75 W para una tensión de entrada de 220 V_{rms}, para demostrar la viabilidad de la idea. El convertidor propuesto tiene una alta eficiencia, alto factor de potencia, baja distorsión armónica total y larga vida útil, lo que lo convierte en una muy buena opción para alimentar lámparas LED para alumbrado público, ya que puede proporcionar altos lm/W con una durabilidad compatible. Se reportó que la eficiencia obtenida por el primer convertidor fue de 94.5%, y la del segundo convertidor 96%. La eficiencia final del sistema completo fue de 94%. Además, se reportó un THDi de 14% con un FP de 97%.

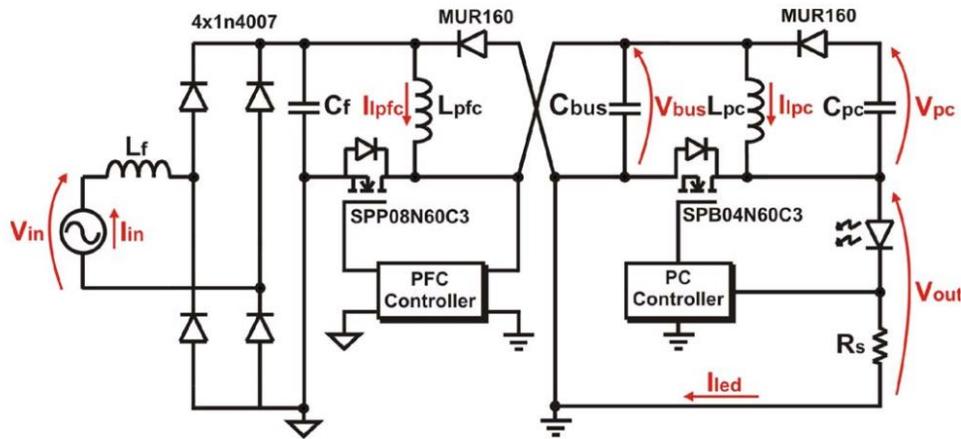


Fig. 13. Convertidor R2P2 conformado por dos buck-boost.

2.2.4 Convertidor boost cuadrático

En [25] se presenta un convertidor CD-CD elevador cuadrático basado en el R^2P^2 con un solo interruptor, el cual se muestra en Fig. 14, y se clasifica con una configuración I-IIC. Se presenta la metodología de diseño del convertidor y se desarrollan los modelos lineales y no lineales. La función de transferencia de voltaje de salida respecto al ciclo de trabajo corresponde a un sistema de cuarto orden no mínimo con ceros complejos en el semiplano derecho. La corriente del interruptor se utiliza para retroalimentación en el esquema de control propuesto. Cuando se implementa el lazo de corriente, el sistema de cuarto orden cambia a un primer orden dominante, lo que simplifica el diseño. El prototipo implementado del convertidor elevador cuadrático reportado fue de 23 W, se obtuvieron rizados de voltaje de salida del 5% del valor nominal y se compararon las respuestas de lazo abierto y lazo cerrado. Las respuestas transitorias a los cambios escalonados de carga y el voltaje de referencia exhiben la robustez del controlador. Se demostró que la metodología puede extenderse a otros convertidores de la familia.

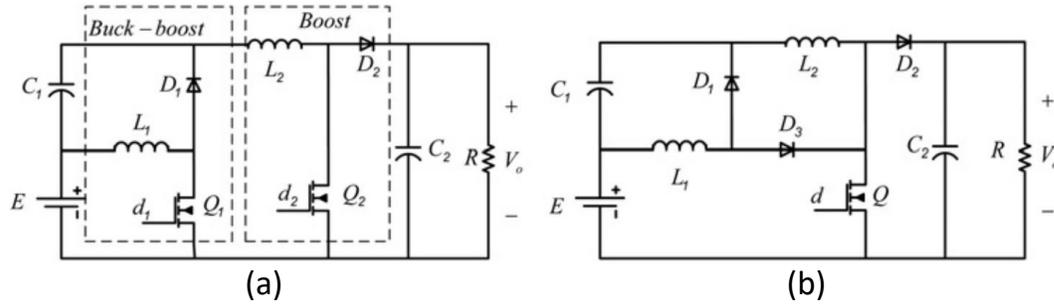


Fig. 14. Convertidor R2P2 boost cuadrático (a) con dos interruptores (b) con un interruptor.

2.2.5 Clasificación sistemática de convertidores con R2P2

En [21] se analiza un método sistemático para obtener configuraciones básicas de un convertidor que aplique el R²P² al mismo tiempo que logran la corrección del factor de potencia y regulación de voltaje.

La propuesta parte de un esquema general de tres puertos que constan de fuente de alimentación, carga y dispositivo de almacenamiento de energía, el cual deberá proporcionar corrección del FP y regulación de voltaje. A partir de esta configuración se generan dieciséis variantes de posibles configuraciones de convertidores, las cuales se obtienen a partir de la variación del flujo de energía y se mostraron en la Fig. 10. El artículo [21] se centra en la conexión general de dos convertidores internos en lugar del análisis de los circuitos específicos.

Al comparar las eficiencias teóricas de estas configuraciones básicas, se puede apreciar que la forma en que se procesa la energía juega un papel crucial en la determinación de la eficiencia general del circuito. Se reporta en el artículo que la eficiencia de los reguladores de voltaje CFP se puede mejorar al reducir la cantidad de energía redundante que deben procesar los convertidores constituyentes.

2.2.6 Convertidor no aislado I-IIB buck-boost / boost

En [26] se estudia sistemáticamente un conjunto de topologías no aisladas pertenecientes a la familia de los convertidores con el R²P² las mismas mostrada en Fig. 10. A diferencia de [21], en este artículo se calcula la relación de voltaje y la eficiencia de cada una de las configuraciones. Siguiendo un criterio de alta potencia, ganancia y eficiencia se seleccionó un convertidor para realizar pruebas experimentales a una potencia de 2 kW

El estudio reportó que 13 de las 16 configuraciones R²P² pueden producir topologías implementables no aisladas. Además, tres de las configuraciones dan como resultado topologías reductoras de tensión, mientras que las otras 6 configuraciones producen topologías elevadoras de voltaje, pero con baja ganancia de voltaje. Entre las configuraciones R²P² restantes, se seleccionó la topología 3) I-IIB que se muestra en Fig. 15, conformada con un convertidor buck-boost y un convertidor boost.

Con estas características, el convertidor se implementó para una aplicación de recuperación de calor residual con TEGs, el convertidor conecta el TEG con un bus de CD de 625 V.

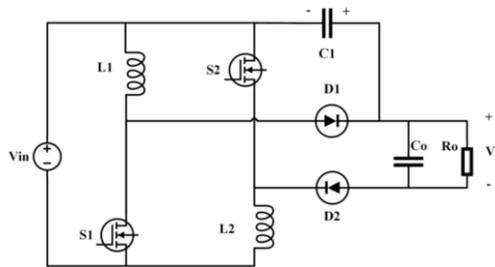


Fig. 15. Convertidor R2P2 no aislado I-IIB buck-boost / boost.

2.3 Modelado de un LED como una fuente de voltaje y una resistencia en serie

Otro antecedente importante para la realización del trabajo es determinar a detalle el comportamiento del convertidor flyback y su relación con una carga LED. Ya que en ambos casos se aplica una variante reacomodada de este convertidor, además de que se utilizan cargas LED.

Es por eso que en esta sección se analiza, simula y comprueba experimentalmente los efectos del modelo de LED utilizado para el cálculo de los componentes del convertidor flyback, así como su comportamiento en estado estacionario.

Los modelos promediados se utilizan a menudo para describir el comportamiento de muchos sistemas, aunque estos modelos no consideran adecuadamente las pequeñas variaciones. Ejemplos de estos problemas son comunes en otras ramas de la ciencia como en la adquisición de datos y el “frame rate” de video debido al “aliasing”, que produce una representación errónea de la señal analógica y hace que aparezca un componente falso en los datos muestreados [27-29].

El modelado en ingeniería se basa principalmente en la representación matemática de sistemas físicos o lo que llamamos "el mundo real". Estas representaciones pretenden describir el comportamiento de los sistemas y se espera que predigan su respuesta a los estímulos tanto naturales como aplicados intencionalmente. Sin embargo, para obtener modelos que representen y predigan con precisión el comportamiento de los sistemas, los modelos generalmente requieren incluir ecuaciones que generalmente resultan poco prácticas y no fáciles de manejar.

Por lo tanto, existe un compromiso entre modelos complejos y generalmente poco prácticos y el uso de modelos demasiado simples que no pueden aplicarse a situaciones reales útiles. En medio de estos, y buscando modelos que sean lo suficientemente precisos para la predicción de las respuestas de los sistemas, pero también lo suficientemente simples para ser fácilmente implementados, los modelos lineales suelen seleccionarse porque ofrecen las

características necesarias para una representación adecuada de muchas situaciones físicas. Además, la linealización permite establecer analogías entre diferentes campos de la física, como es el caso del uso de circuitos eléctricos para la representación lineal del flujo de calor, el flujo de agua y el flujo magnético [30, 31].

En electrónica, la selección de un modelo en particular depende del grado de precisión deseado en el análisis y los recursos disponibles. Por ejemplo, un diodo cuyo modelo matemático viene dado por la ecuación de Shockley, se puede representar y analizar utilizando estados separados, en uno de ellos es un circuito abierto y el otro es un cortocircuito. Otro ejemplo aplicado a la electrónica de potencia es el modelado de convertidores CD-CD por el método de variables de estado promediadas y pequeña señal. Por lo general, los modelos de valor promedio requieren significativamente menos recursos computacionales y se pueden programar utilizando pasos de integración más grandes, lo que lleva a cálculos mucho más rápidos [32-35].

En el campo de la electrónica de potencia, es muy común representar circuitos completos solo por una resistencia que consume la misma potencia promedio que el circuito completo. Sin embargo, esta suposición solo se puede aplicar a sistemas con cargas lineales. Cuando el circuito incluye dispositivos activos, la representación resistiva puede conducir a cambios significativos en las señales de voltaje y corriente. Por motivos de simplicidad, muchos convertidores de potencia están diseñados teniendo en cuenta el comportamiento lineal de la carga, pero muchas cargas, como baterías, motores de CD y LED de potencia, tienen un comportamiento no lineal; el uso de una resistencia equivalente en dichas cargas provoca una representación incorrecta de las señales de tensión y corriente. Algunos ejemplos de convertidores con cargas no lineales en los que la carga se modela como una resistencia equivalente se presentan en [36-46].

Una fuente de alimentación LED es la interfaz entre la fuente de alimentación de CA y una carga LED, y la fuente de alimentación debe tener un factor de potencia superior a 0.9 según el programa U.S. Energy Star program [47]. Por lo tanto, se debe utilizar un CFP para cumplir con los requisitos habituales de una fuente de alimentación LED. Los controladores LED también deben cumplir con el nivel de armónicos de corriente especificado en IEC 61000-3-2 Clase C [48], la cual solamente es obligatoria en Europa.

La evaluación del condensador de salida depende de la carga. Normalmente, esta evaluación considera que la carga tiene un comportamiento lineal, pero ese no es el caso del LED.

Este trabajo está enfocado a la evaluación de los cambios en los rizados de corriente, voltaje y sus efectos sobre la capacitancia de salida. Estos cambios son provocados por el modelado del LED, ya sea con un modelo de potencia promedio (lineal y resistivo) o con un modelo de carga no lineal. El modelo no lineal se llama Modelo de Fuente de Voltaje y Resistencia en Serie (MFVRS) que consiste en un diodo ideal en serie con la combinación de una fuente de voltaje, que representa el umbral de voltaje del LED (V_{th}) y su resistencia

característica (R_{LED}). Ambos modelos están representados en la Fig. 16, e idealmente consumen la misma potencia y se alimentan con la misma tensión media.

Para validar los cálculos teóricos, se diseñó un convertidor flyback, ya que es muy utilizado en aplicaciones de iluminación, para probar MFVRS. Este convertidor fue implementado y probado con cargas resistivas y LED.

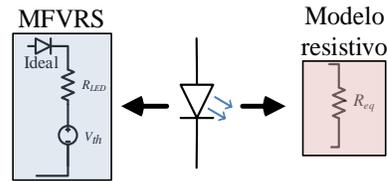


Fig. 16. Modelos LED evaluados.

Con el fin de comparar las diferencias entre los rizados de corriente, voltaje y su respectiva capacitancia de salida, cuando se utiliza como carga un LED o una resistencia, se evaluaron dos casos de estudio. El primer caso considera que los porcentajes de rizado de corriente son los mismos para los dos tipos de cargas ($\%R_{iReq} = \%R_{iLED}$). Para esta condición, la relación entre los rizados de voltaje para carga resistiva y el MFVRS se denomina k_{rv} . El segundo caso considera que la capacitancia utilizada para las dos cargas es la misma ($C_{LED} = C_{Req}$).

Algunos trabajos previos han reportado resultados sobre el análisis de los rizados de corriente y voltaje, como el de [49]. Sin embargo, este trabajo no considera el rizado de baja frecuencia correspondiente al doble de la frecuencia de la línea y sólo tiene en cuenta el rizado provocado por el interruptor de los convertidores, siendo que el primero es el que mayor molestia visual provoca y es más relacionado con el problema del almacenamiento de energía en el capacitor. Adicionalmente, el informe no da detalles sobre el comportamiento del MFVRS, ni en la mala interpretación debido a la reducción del voltaje de ondulación como consecuencia natural del MFVRS.

Aunque ya existen modelos complejos que reproducen de forma fiable el comportamiento del LED, teniendo en cuenta incluso los efectos térmicos, como el reportado en [50, 51], estos no son fáciles de implementar cuando se propone una nueva topología, como es caso de varios trabajos recientes [52-55] que tratan un tema de investigación recurrente como es la eliminación del condensador electrolítico de salida en rectificadores. Sin embargo, en el caso de las aplicaciones de LED, siguen cometiendo el error de modelar la carga como una resistencia, ya que sus cálculos se basan únicamente en el voltaje y la potencia, ignorando la corriente real, lo que generará que las ondas reales de salida no coincidan con los calculados.

Por otro lado, algunos trabajos intentan utilizar un enfoque similar al MFVRS, como el reportado en [56], que tiene en cuenta la curva característica del LED $v-i$. Sin embargo, en lugar de abordar el rizado de corriente, que es proporcional al flujo luminoso, se pretende

reducir el rizado de tensión, ya que éste siempre será menor que el rizado de corriente debido al desfase provocado por V_{th} .

Para que la corriente comience a fluir a través de un LED, es necesario superar el voltaje umbral (V_{th}); luego, la corriente aumentará de acuerdo con la pendiente dada por la resistencia característica del LED (R_{LED}).

En la Fig. 17 se muestra el comportamiento obtenido a partir de datos experimentales para un LED de la marca Bridgelux, modelo BXRC-40E1000-B-2x. El voltaje de umbral corresponde a un offset en el voltaje de salida del LED, que cambiará la relación entre las formas de onda de corriente y voltaje.

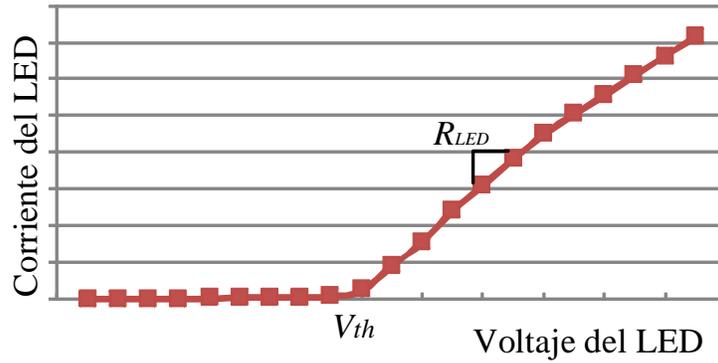


Fig. 17. Curva característica del LED BXRC-40E1000-B-2x.

Por otro lado, es sabido que el voltaje del LED viene dado por la Ecuación de Shockley que se muestra en (5).

$$v_o = i_o R_s + \frac{E_g}{q} + \frac{n_i k_b T_j}{q} \ln \left(\frac{i_o}{C} \right) \quad (5)$$

donde v_o es el voltaje del LED, i_o es la corriente del LED, R_s es la resistencia de pequeña señal del LED, E_g es la energía de banda prohibida, k_b es la constante de Boltzmann, n_i es el factor de idealización, T_j es la temperatura de unión, q es la magnitud de la carga electrónica y C es un parámetro del dispositivo. A partir de esta ecuación de diodo, sabemos que la relación entre v_o e i_o es no-lineal. Sin embargo, la complejidad de (5) es mucho mayor que la de la MFVRS que corresponde a la aproximación lineal (6).

$$v_o = i_o R_{LED} + V_{th} \quad (6)$$

La ecuación (6) se simplifica significativamente ya que solo tiene en cuenta la pendiente del comportamiento del LED más una constante. El comportamiento no lineal es agregado por el diodo ideal del MFVRS que no permite que la corriente fluya en la dirección opuesta. El umbral de voltaje en el modelo no funciona como fuente de potencia y la corriente solo fluye cuando se excede este voltaje.

2.3.1 Diseño del convertidor flyback con el MFVRS como carga

El uso de convertidores flyback como CFP en fuentes de alimentación para LED ha sido reportado y discutido en detalle en [39, 45]. En esta sección, se describe el principio de funcionamiento de una fuente de alimentación LED para mostrar las diferencias al considerar la carga como una resistencia o un modelo equivalente del LED, el cual consiste en una resistencia en serie con una fuente de voltaje. El análisis completo del convertidor se verá afectado por los parámetros del MFVRS.

El circuito bajo análisis, que consiste en un convertidor flyback convencional, se muestra en la Fig. 18. Está diseñado para operar en MCD el cual tiene un factor de potencia casi unitario y en el análisis se consideraron algunos elementos ideales como el MOSFET y el transformador, sin inductancia de dispersión.

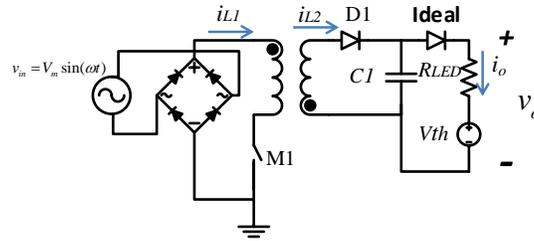


Fig. 18. Convertidor flyback CA-CD con carga LED.

Teniendo en cuenta que la frecuencia de conmutación es mucho más alta que la frecuencia de línea, la entrada de voltaje se puede tomar como una constante dentro de un período de conmutación. La forma de onda de la corriente instantánea en el lado primario del transformador (i_{L1}) se muestra en la Fig. 19 durante medio periodo del voltaje de línea. En esta misma figura se observa que: la corriente pico (i_{pk_p}) de i_{L1} es una envolvente sinusoidal que puede ser calculada a partir de la ecuación de voltaje de un inductor; como se muestra en (7). Al integrar la corriente instantánea i_{L1} respecto al periodo de conmutación (T_s), la corriente promedio del primario para cada ciclo de conmutación (i_{av_p}) se obtiene en (8). Estas corrientes i_{L1} , i_{pk_p} , e i_{av_p} se muestran en la Fig. 19.

$$i_{pk_p} = \frac{V_m D T_s}{L_1} |\sin(\omega t)| \quad (7)$$

$$i_{av_p} = \frac{V_m D^2 T_s}{2L_1} |\sin(\omega t)| \quad (8)$$

donde: V_m es el voltaje de entrada máximo, D es el ciclo de trabajo del interruptor M1, T_s es el período de conmutación y L_1 es la inductancia primaria del transformador.

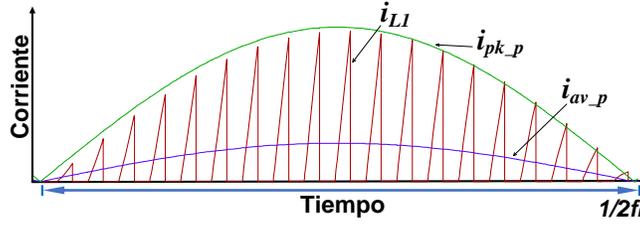


Fig. 19. Formas de onda clave en el devanado primario, corriente instantánea (i_{L1}), la envolvente de corriente pico (i_{pk_p}) y corriente media (i_{av_p}).

Las formas de onda de corriente clave (instantánea, envolvente y promedio) para el lado secundario del convertidor flyback se muestran en la Fig. 20. Aquí, i_{L2} es la corriente en el secundario, i_{pk_s} es el valor pico de i_{L2} ; e i_{av_s} es la corriente promedio del secundario por cada ciclo de conmutación. El valor pico de la corriente secundaria es:

$$i_{pk_s} = \frac{nV_m D T_s}{L_1} |\sin(\omega t)| \quad (9)$$

donde n es la relación de vueltas de los devanados primario y secundario del transformador.

A diferencia del ciclo de trabajo (D) que es constante, el ciclo de trabajo de la descarga (D_{isc}) es variable. Cuando el voltaje de entrada es el máximo (V_m), hay un tiempo de descarga más largo que cuando ocurren los cruces por cero del voltaje de línea porque se almacena menos energía en el transformador del flyback. Para conocer D_{isc} se utiliza la ecuación de voltaje en el inductor secundario (v_o) en función de la corriente pico en el secundario (i_{pk_s}):

$$D_{isc} = \frac{L_2}{V_o T_s} i_{pk_s} = \frac{V_m D}{n V_o} |\sin(\omega t)| \quad (10)$$

donde V_o es el voltaje de salida.

Al integrar la corriente instantánea i_{L2} respecto al ciclo de conmutación y reemplazando (9) y (10), la corriente promedio del secundario para cada ciclo de conmutación (i_{av_s}) se puede calcular como:

$$i_{av_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L2}(t) dt = \frac{1}{T_s} \left[\frac{i_{pk_s} D_{isc} T_s}{2} \right] = \frac{V_m^2 D^2 T_s}{2 L_1 V_o} \sin^2(\omega t) \quad (11)$$

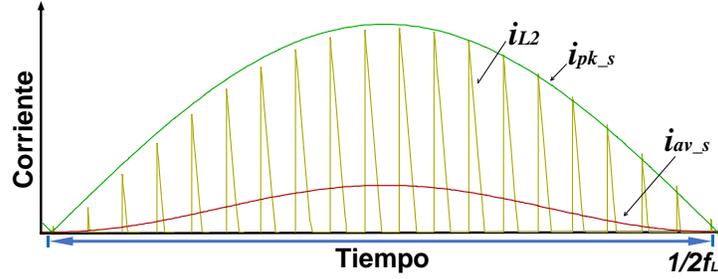


Fig. 20. Formas de onda clave en el devanado secundario, corriente instantánea (i_{L2}), corriente pico (i_{pk_s}) y corriente media (i_{av_s}).

De acuerdo a (11) se observa que la corriente entregada por el devanado secundario del convertidor flyback se comporta como una corriente de forma sinusoidal elevada al cuadrado. Por lo tanto, es posible reemplazar el transformador, el interruptor, la fuente de voltaje y el puente rectificador (visto en la Fig. 18) por la fuente de corriente descrita. El circuito equivalente se muestra en la Fig. 21.

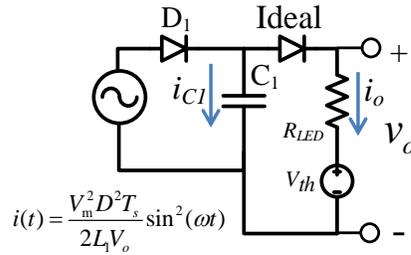


Fig. 21. Circuito equivalente visto desde el devanado secundario del convertidor flyback.

La ecuación (11) se puede simplificar de la siguiente manera:

$$i_{av_s} = \frac{V_m^2 D^2 T_s}{2V_o L_1} \left[\frac{1}{2} (1 + \sin(2\omega t - 90^\circ)) \right] = \bar{I} [1 + \sin(2\omega t - 90^\circ)] \quad (12)$$

donde \bar{I} viene dado por:

$$\bar{I} = \frac{V_m^2 D^2 T_s}{4V_o L_1} \quad (13)$$

El proceso para simplificar una topología obteniendo una corriente promedio de baja frecuencia con una forma sinusoidal con un offset, como se observa en (11) y (12), se puede aplicar a otro tipo de convertidores; no es un caso exclusivo del convertidor flyback. Siempre que se cumplan determinadas condiciones, como son utilizar el convertidor como CFP y trabajar en MCD. El convertidor debe ser una variante del convertidor reductor-elevador y debe tener un ciclo de trabajo constante.

En [57, 58] se detalla el análisis de las tres topologías básicas utilizadas como CFP, mostrando que el único convertidor que presenta una forma de onda de corriente proporcional al voltaje es el convertidor reductor-elevador en cualquier valor de ganancia, a diferencia de

los convertidores reductor y elevador que deben cumplir con un nivel máximo o mínimo en el voltaje de salida para funcionar como un CFP ideal. Por lo tanto, el convertidor reductor-elevador y sus variantes serán los únicos que pueden entregar una corriente promedio de salida con una forma de onda sinusoidal elevada al cuadrado, que también se ha reportado en [59, 60].

En (12) se observa que la fuente de corriente se puede dividir en dos partes: una corriente sinusoidal con un desplazamiento de fase de 90° y una componente de corriente continua. La parte sinusoidal será la causante de la ondulación de baja frecuencia en la salida del convertidor; mientras que, la componente de CD corresponderá a la corriente de salida promedio del convertidor, como se muestra en (14).

$$\begin{aligned} i_{av_s} &= \bar{I} + \bar{I} \sin(2\omega t - 90^\circ) = I_{av_sdc} + i_{av_sac} \\ I_{av_sdc} &= \bar{I} \\ i_{av_sac} &= \bar{I} \sin(2\omega t - 90^\circ) \end{aligned} \quad (14)$$

El análisis por superposición para cada componente es posible siempre que el voltaje en el lado secundario del transformador sea mayor que el modelo de voltaje del LED (V_{th}) y el diodo no tenga polarización inversa, para satisfacer los criterios de linealidad. Por lo tanto, el circuito equivalente de la Fig. 21 se puede representar como la superposición de los circuitos equivalentes como se muestra en la Fig. 22.

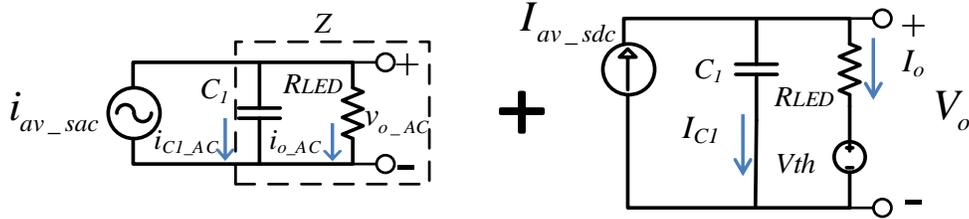


Fig. 22. Circuito equivalente a la salida del convertidor flyback obtenido por superposición.

Para el circuito de CD, el capacitor se puede considerar como un circuito abierto, ya que el caso de estudio es en estado estable, por lo que $I_{C1} = 0$ y la tensión de salida (V_o) y la corriente de salida (I_o) se definirán por (15) y (16) respectivamente.

$$V_o = \bar{I} R_{LED} + V_{th} \quad (15)$$

$$I_o = \bar{I} \quad (16)$$

El estado estable del circuito de CA se puede analizar en forma fasorial, donde la impedancia equivalente (Z) vendrá dada por (17).

$$Z = \frac{X_c R_{LED}}{X_c + R_{LED}} = \frac{R_{LED}}{\sqrt{1 + (\omega CR_{LED})^2}} \angle \tan^{-1}(-\omega CR_{LED}) \quad (17)$$

Transformando la corriente de entrada en un fasor y utilizando la impedancia equivalente; el fasor de voltaje y el fasor de corriente de salida se pueden calcular mediante (18) y (19) respectivamente.

$$v_{o_AC} = \frac{\bar{I} R_{LED}}{\sqrt{1 + (\omega CR_{LED})^2}} \angle (\tan^{-1}(-\omega CR_{LED}) - 90^\circ) \quad (18)$$

$$i_{o_AC} = \frac{\bar{I}}{\sqrt{1 + (\omega CR_{LED})^2}} \angle (\tan^{-1}(-\omega CR_{LED}) - 90^\circ) \quad (19)$$

A partir de (15) y (18) se obtiene el voltaje de salida instantáneo en estado estacionario (v_o) y se muestra en (20). Asimismo, a partir de (16) y (19) se obtiene la corriente de salida instantánea en estado estacionario (i_o), que se muestra en (21).

$$\begin{aligned} v_o &= V_o + v_{o_AC} = V_o + V_{ac} \sin(2\omega t + \phi) \\ V_o &= (V_{th} + \bar{I} R_{LED}) \\ v_{o_AC} &= \bar{I} \frac{R_{LED}}{\sqrt{1 + (\omega CR_{LED})^2}} \sin\left(2\omega t + (\tan^{-1}(-\omega CR_{LED}) - 90^\circ)\right) \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \phi &= \tan^{-1}(-\omega CR_{LED}) - 90^\circ \\ i_o &= I_o + i_{o_AC} = I_o + I_{ac} \sin(2\omega t + \phi) \\ I_o &= \bar{I} = \frac{V_m^2 D^2 T_s}{4V_o L_1} \\ i_{o_AC} &= \frac{\bar{I}}{\sqrt{1 + (\omega CR_{LED})^2}} \sin\left(2\omega t + (\tan^{-1}(-\omega CR_{LED}) - 90^\circ)\right) \\ \phi &= \tan^{-1}(-\omega CR_{LED}) - 90^\circ \end{aligned} \quad (21)$$

De acuerdo con (20) y (21), se puede concluir que la familia de convertidores derivados del convertidor reductor-elevador tienen en la salida dos componentes: una componente de corriente continua (offset) y una componente variable (ondulación); estos se aplican tanto a la corriente de salida como al voltaje de salida.

Con las consideraciones anteriores, se puede realizar un cálculo más preciso del voltaje de salida. Al hacer un cálculo de potencia en (23), la tensión y la corriente nominal se pueden obtener como se muestra en (25) y (22), respectivamente. A primera vista, se observa que son más complejas estas ecuaciones que las correspondientes a una carga resistiva.

$$I_o = \frac{V_o - V_{th}}{R_{LED}} \quad (22)$$

$$P_o = I_o^2 R_{LED} + I_o V_{th} + \frac{R_{LED} I_{ac}^2}{2} \quad (23)$$

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_{LED}} - \frac{V_o V_{th}}{R_{LED}} + \frac{R_{LED} I_{ac}^2}{2} \quad (24)$$

$$V_o = \frac{V_{th} + \sqrt{V_{th}^2 + 4P_o R_{LED} - 2R_{LED}^2 I_{ac}^2}}{2} \quad (25)$$

Donde P_o es la potencia promedio del LED e I_{ac} es la amplitud del componente de CA en la corriente de salida i_{o_ac} .

Se puede observar en (24) que la potencia de salida del LED se ve afectada por la amplitud de la corriente de ondulación. Entonces, cuanto mayor sea la corriente de ondulación, mayor será la potencia del LED. Según (25), lo mismo ocurrirá con la tensión de salida promedio (V_o).

2.3.2 Porcentajes de rizo para una carga resistiva (R_{eq}) y para el MFVRS de un LED

La Tabla 1 muestra una comparación entre los rizados de corriente y voltaje para una carga resistiva y una carga LED usando el MFVRS. El porcentaje de rizo de voltaje para la carga resistiva ($\%R_{vReq}$) se define en (26) y para el MFVRS ($\%R_{vLED}$) en (27). El porcentaje de rizo de corriente para la carga resistiva ($\%R_{iReq}$) se define en (28) y para el MFVRS ($\%R_{iLED}$) en (29).

Tabla 1. Comportamiento de los rizados para diferentes cargas.

Carga resistiva		Carga MFVRS	
$\%R_{vReq} = \frac{2V_{ac}}{V_o} \times 100$	(26)	$\%R_{vLED} = \frac{2V_{ac}}{V_o} \times 100$	(27)
$\%R_{iReq} = \frac{2I_{ac}}{I_o} \times 100 = \frac{200V_{ac}}{V_o} = \%R_{vReq}$	(28)	$\%R_{iLED} = \frac{2I_{ac}}{I_o} \times 100 = \frac{200V_{ac}}{V_o - V_{th}}$	(29)
$k_{rReq} = \frac{\%R_{iReq}}{\%R_{vReq}} = 1$	(30)	$k_{rLED} = \frac{\%R_{iLED}}{\%R_{vLED}} = \frac{1}{1 - \frac{V_{th}}{V_o}}$	(31)
$R_{eq} = \frac{v_{o_ac}}{i_{o_ac}}$	(32)	$R_{LED} = \frac{v_{o_ac}}{i_{o_ac}}$	(33)

Se puede ver en (28) que las ondulaciones de corriente y voltaje para la carga resistiva son las mismas, debido a que la carga es puramente resistiva. Sin embargo, en el caso del MFVRS, las ondulaciones de corriente y voltaje son diferentes. Para apreciar las consecuencias de esta diferencia, se introduce un nuevo parámetro llamado relación de rizados (k_r), este parámetro es la razón entre los porcentajes de los rizados de corriente y voltaje para cada carga por lo que existirá una relación de rizados para el modelo del LED (k_{rLED}) y una

relación de rizados para la carga resistiva (k_{rReq}). En (30) define la relación de rizados para la carga resistiva (k_{rReq}) y para este caso particular $k_{rReq}=1$, es decir, ambos porcentajes de rizo (de corriente y voltaje) son iguales. Por otra parte, para el modelo MFVRS la relación de rizados (k_{rLED}) viene dada por (31); sí en esa ecuación V_o siempre es mayor que V_{th} , entonces la relación de rizados siempre será $k_{rLED}>1$; por lo tanto, el porcentaje de rizo de corriente siempre será mayor que el porcentaje de rizo de voltaje.

Desde el punto de vista matemático, se puede ver en (31) que para condiciones de alta potencia en el LED, cuando V_o es muy grande, el valor de k_{rLED} tiende a 1; sin embargo, este valor nunca se alcanza ya que k_{rLED} estará limitado entre los valores que puede tomar la tensión de salida V_o , que van desde V_{th} , que ocurre cuando se enciende el LED, hasta la tensión máxima que da el fabricante del LED en la hoja de datos.

Como ejemplo, para el LED de la marca Bridgelux, modelo BXRC-40E1000-B-2x, la tensión máxima de salida con la que puede operar es de 28.6 V, mientras que la tensión nominal es de 26.5 V y tiene una tensión umbral (V_{th}) de 23.75 V y una resistencia característica (R_{LED}) de 7.523 Ω . Por tanto, k_{rLED} para el valor nominal es 9.64 y para la tensión máxima $k_{rLED}=5.94$, pero por debajo de este valor, el LED dejaría de funcionar.

La relación del rizo de corriente y el rizo del voltaje, en el caso resistivo, como se esperaría para la ley de Ohm, se llama R_{eq} (32), mientras que para el MFVRS es R_{LED} (33).

Sustituyendo (20) y (21) en (29) y (27) respectivamente, es posible calcular el porcentaje de rizo de corriente y voltaje para el MFVRS en un convertidor flyback, como se muestra en (34) y (35).

$$\% R_{iLED} = \frac{200}{\sqrt{1 + (\omega C R_{LED})^2}} \quad (34)$$

$$\% R_{vLED} = \frac{200}{\sqrt{1 + (\omega C R_{LED})^2}} \frac{\bar{I} R_{LED}}{V_{th} + \bar{I} R_{LED}} \quad (35)$$

Despejando la capacitancia C de (34) es posible evaluar la capacitancia de salida en función del porcentaje de rizo de corriente como se muestra en (36). Al usar esta ecuación, es posible evaluar la capacitancia del filtro C con muy buena precisión para cualquier porcentaje de rizo de corriente que se desee. La ecuación se probó en un rango de 20 a 200% y se verificó en una simulación de Spice; se obtuvo un error promedio de 3.43%.

$$C = \frac{\sqrt{\left(\frac{200}{\% R_{iLED}}\right)^2 - 1}}{\omega R_{LED}} \quad (36)$$

Para obtener el porcentaje de rizo de corriente y voltaje para el caso resistivo, la resistencia característica del LED (R_{LED}) se cambia por la resistencia equivalente (R_{eq}) en (34) cómo se muestra en (37) y de acuerdo con (28) ambos porcentajes de rizo serán iguales.

$$\%R_{iReq} = \%R_{vReq} = \frac{200}{\sqrt{1 + (\omega CR_{eq})^2}} \quad (37)$$

De (34), (35) y (37), la capacitancia de salida C se despejó y se graficó en la Fig. 23 para mostrar sus diferentes valores para cada porcentaje de rizo. Las capacitancias se normalizaron de acuerdo con el valor de capacitancia correspondiente a $\%R_{iLED}=50\%$, ya que, según [61], se debe tomar como límite superior de diseño un porcentaje de rizo de corriente del 50%, por lo que este punto se utiliza para hacer una comparación de ambos modelos y la normalización.

El gráfico de la Fig. 23 muestra los porcentajes de rizo para la corriente y el voltaje del MFVRS (línea discontinua azul) y los porcentajes de rizo para la corriente y voltaje del modelo resistivo (línea continua roja). Dado que ambos rizos son iguales para la carga resistiva, el gráfico parece una sola curva.

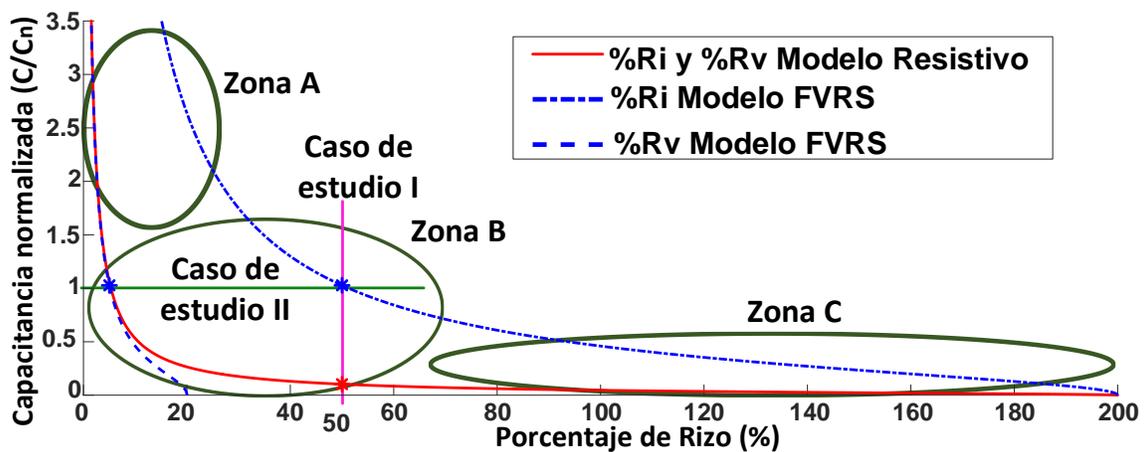


Fig. 23. Capacitancia de salida normalizada contra los porcentajes de ondulación para ambos modelos.

En los gráficos de la Fig. 23 se observan tres zonas de funcionamiento; zona A con una pendiente muy alta que genera grandes cambios de capacitancia con un ligero aumento en el porcentaje de rizado. Zona B que incluye el codo del gráfico que contiene el capacitor de mejor desempeño según la eficiencia de Pareto. Finalmente, la zona C en la que la capacitancia requerida para tener un mayor porcentaje de rizo es mínima.

2.3.3 Análisis de dos casos específicos

a) Caso de Estudio I. $\%R_{iReq}=\%R_{iLED}$

El diseño de una fuente de alimentación LED debe basarse en la elección de un cierto porcentaje de rizo de corriente, según [61]. Teniendo en cuenta esta premisa, se propone como

caso de Estudio I mostrar las diferencias entre el modelo resistivo y el MFVRS cuando las cargas se alimentan con la misma forma de onda de corriente, en otras palabras, con el mismo porcentaje de rizo de corriente en ambas cargas ($\%R_{iReq}=\%R_{iLED}$). La relación entre el porcentaje de rizo de corriente para el modelo resistivo ($\%R_{iReq}$) y el porcentaje de ondulación actual para el MFVRS ($\%R_{iLED}$) viene dada por k_{ri} .

$$k_{ri} = \frac{\%R_{iReq}}{\%R_{iLED}} = 1 \quad (38)$$

Para satisfacer la condición de (38), los valores de capacitancia necesarios para cada modelo serán diferentes. Estos se pueden obtener de (34) y (37), para el modelo resistivo y el MFVRS respectivamente. Se puede proponer un nuevo parámetro k_c para relacionar la capacitancia de salida necesaria para el MFVRS (C_{LED}) con la capacitancia de salida necesaria para el modelo resistivo (C_{Req}) asumiendo la condición de (38). Esta relación se presenta en (39).

$$k_c = \frac{C_{LED}}{C_{Req}} = \frac{R_{eq}}{R_{LED}} \quad (39)$$

Como se puede apreciar en (39), esta relación solo depende de la resistencia equivalente (R_{eq}) y la resistencia característica del LED (R_{LED}); Esta última resistencia siempre será menor que la resistencia equivalente ($R_{LED}<R_{eq}$). Entonces, k_c siempre será mayor que 1 ($k_c>1$). Por lo tanto, se concluye que el modelo resistivo necesitará una capacitancia menor que el MFVRS si sólo si se tiene el mismo porcentaje de rizo de corriente en ambas cargas ($C_{Req}<C_{LED} \leftrightarrow \%R_{iReq}=\%R_{iLED}$).

Para los datos del LED en los que se obtuvo la Fig. 23, se puede observar la línea vertical en la zona B en el 50% del porcentaje de rizo, esta línea indica que la capacitancia evaluada del modelo resistivo es 10 veces menor que la capacitancia evaluada del MFVRS ($K_c=10$).

En cuanto a la relación entre los porcentajes de rizo de voltaje (kr_v), cuando $\%R_{iReq}=\%R_{iLED}$, el porcentaje de rizo de voltaje en el MFVRS ($\%R_{vLED}$) siempre será menor que en el modelo resistivo ($\%R_{vReq}$), esto en proporción a la constante k_{rLED} que siempre es mayor que 1, como se muestra en (40).

$$k_{rv} = \frac{\%R_{vReq}}{\%R_{vLED}} = \frac{\%R_{iReq}}{\%R_{iLED}} = \frac{\%R_{iLED}}{\%R_{vLED}} = k_{rLED} \quad (40)$$

Como se ve en la Fig. 23, este efecto se ve más en la parte media del gráfico; mientras que, en los bordes, el comportamiento parece converger y se vuelven muy similares; sin embargo, la relación matemática se sigue cumpliendo.

b) *Caso de estudio II. $C_{LED}=C_{Req}$*

En algunos trabajos como [52-55] se reporta el diseño de un convertidor utilizando el modelo resistivo, ya sea considerando el rizado de corriente o voltaje, se obtiene un capacitor para el modelo resistivo (C_{Req}) y en el momento de la implementación se reemplaza la carga por un LED real. Sin embargo, esta carga tendrá un comportamiento diferente al esperado. Partiendo de esto, se propone el caso de estudio II, en el cual se utiliza el mismo valor de capacitancia para un modelo resistivo y un MFVRS, lo que implica que se cumple la condición dada en (41):

$$\frac{C_{LED}}{C_{Req}} = 1 \quad (41)$$

La línea verde horizontal representada en la Fig. 23 corresponde al caso de estudio II, y se infiere que, para el mismo capacitor en ambos modelos, el porcentaje de rizo de corriente será mayor en el caso de la carga de LED ($\%R_{iLED} > \%R_{iReq}$), mientras que el porcentaje de rizo de voltaje siempre será menor ($\%R_{vLED} < \%R_{vReq}$).

Esto se debe a que las líneas correspondientes al modelo resistivo siempre estarán contenidas entre la línea de porcentaje de rizo de corriente del LED (arriba) y la línea del porcentaje de rizo de voltaje (abajo), porque las constantes k_{rLED} y k_c determinan este comportamiento al cumplir con $R_{LED} < R_{eq}$ y $k_{rLED} > 1$.

Algunos trabajos como [52-55] muestran topologías que reportan una reducción considerable en la capacitancia de salida para evitar el uso de capacitores electrolíticos al diseñar sus circuitos asumiendo una carga puramente resistiva. El diseño en estas condiciones reduce el valor real de la capacitancia, lo que implica que, al usar un LED como carga, habrá un rizado de corriente mayor, pero un rizado de voltaje menor. Si solo reportan la ondulación de voltaje en los resultados experimentales, aparentemente habrán obtenido un rizo de voltaje menor, pero la ondulación de corriente que es más importante será mayor.

En la Tabla 2 se muestra la comparación cuantitativa de las medidas del caso de estudio I. Un punto de comparación interesante es la energía almacenada en el capacitor, ya que es el problema real, ya que la energía almacenada es proporcional al tamaño físico del capacitor y esto se puede calcular para el MFVRS según (42).

Tabla 2. Comparación del porcentaje de rizo de corriente $\%R_i=50\%$.

Parámetro	MFVRS	Modelo resistivo
Porcentaje de rizo de corriente (%)	50	50
Capacitancia de salida (μF)	206	2054.7
Rizo de corriente (mA)	528.92	527.377
Rizo de voltaje (V)	13.188	1.322
Corriente promedio (A)	1.058	1.058

Corriente promedio (V)	26.275	26.376
Porcentaje de rizo de voltaje (%)	50	5.01
Energía almacenada (mJ)	111.9	23.75

$$E_c = \frac{C \left(\bar{I}R_{LED} + V_{th} + \frac{\bar{I}R_{LED}}{\sqrt{1 + (\omega CR_{LED})^2}} \right)^2}{2} \quad (42)$$

De acuerdo con la Fig. 23 y la Tabla 2, se observa que las diferencias, cuando el porcentaje de rizo de corriente es igual, recaen en: la capacitancia, el porcentaje de rizo de voltaje y la energía almacenada, donde el MFVRS almacena mucha más energía porque el capacitor utilizado es mucho mayor, mientras que el porcentaje de rizo de voltaje es muy pequeño debido al umbral de voltaje; sin embargo, esta diferencia se debe a que este punto de operación está en la zona B.

2.3.4 Implementación de un prototipo de convertidor flyback

La carga seleccionada para el desarrollo de este trabajo fue un LED de interior y/o exterior de la marca Bridgelux, modelo BXRC-40E1000-B-2x, este modelo de LED cuenta con 9.3 W, 137 lm/W y 26.5 V de potencia, eficacia y voltaje de alimentación.

Para verificar las diferencias que existen entre el comportamiento de una carga resistiva y una carga de LED, se construyó un prototipo de fuente de alimentación LED de 27.9 W CA-CD consistente en un convertidor flyback CFP. El convertidor flyback CFP opera en MCD para lograr automáticamente un factor de potencia unitario cuando el ciclo de trabajo se mantiene constante.

Los parámetros de diseño se muestran en la Tabla 3, donde el factor de discontinuidad (fd) se usa para determinar qué tan cerca o lejos está un convertidor del límite entre el modo de conducción continuo o discontinuo. El alto porcentaje de rizo de corriente se seleccionó para apreciar claramente las diferencias entre las ondulaciones de corriente y voltaje.

Tabla 3. Parámetros de diseño

Parámetro	Símbolo	Valor
Frecuencia de conmutación	f_s	100 kHz
Ciclo de trabajo	D	0.5
Voltaje máximo	V_m	179.6 V
Factor de discontinuidad	fd	0.95
Porcentaje de rizo de corriente	$\%R_{iLED}$	200%
Potencia de cada LED	P_{LED}	9.3 W
Resistencia característica del LED	R_{LED}	7.52 Ω
Voltaje de ruptura del LED	V_{th}	23.75 V

El procedimiento de diseño del prototipo de la fuente de alimentación LED se muestra en la Tabla 4. La carga consta de tres LEDs conectados en paralelo. Cada LED consume una corriente de 0.35 A.

El convertidor se diseñó basándose en el MFVRS. Más adelante en las pruebas, el LED fue cambiado por una carga resistiva que consumía la misma potencia para verificar los cambios en los rizados de corriente y voltaje, ya que para los rizados solo importa la naturaleza de la carga, no el diseño del convertidor.

Tabla 4. Cálculo de los componentes del convertidor reacomodado reductor.

Parámetro	Símbolo	Ecuación	Valor
Resistencia total del arreglo LED	R_{LED}	$\frac{R_{LED}}{n}$	2.508 Ω
Potencia total del arreglo LED	P_o	nP_{LED}	27.9 W
Voltaje promedio de salida (25)	V_o	$\frac{V_a + \sqrt{V_a^2 + 4P_o R_{LED}} - 2R_{LED}I_o}{2}$	26.93 V
Corriente promedio de salida (22)	I_o	$\frac{V_o - V_{th}}{R_{LED}}$	1.057 A
Ciclo de trabajo de descarga	D_{isc}	$fd - D$	0.45
Inductancia del primario (13)	L_l	$\frac{V_{ms}^2 D^2}{2P_o f_s}$	656.85 μH
Relación entre porcentajes de rizo (31)	k_{rLED}	$\frac{1}{1 - \frac{V_{LED}}{V_{DC}}}$	9.943
Porcentaje de rizo de voltaje (35)	$\%R_{vLED}$	$\frac{\%R_{LED}}{k_{rLED}}$	0.11
Voltaje máximo de salida	$V_{o_max} = V_o + V_r$	$V_o \left(1 + \frac{\%R_{LED}}{100} \right)$	9.028 V
Ganancia	M	$\frac{V_{o_max}}{V_m}$	0.162
Relación de transformación	n	$\frac{D}{M * D_{isc}}$	6.8730
Inductancia del secundario	L_2	$\frac{L_l}{n^2}$	13.905 μH

Para validar las ecuaciones de la Tabla 1, la evaluación de la capacitancia de salida se realizó asumiendo el caso de estudio II, el cual es cuando $C_{LED} = C_{Req}$. El porcentaje de rizo de corriente elegido fue de $\%R_{iReq} = 199.7\%$. La capacitancia de salida se calculó para una carga resistiva C_{Req} con ayuda de (37). Considerando una resistencia de carga equivalente de $R_{eq} = 24.93 \Omega$ se obtuvo una capacitancia de $C_{LED} = C_{Req} = 8 \mu\text{F}$. Los porcentajes de rizo de voltaje y corriente resultantes se muestran en la Tabla 5, para el modelo MFVRS y resistivo, con un capacitor de $8 \mu\text{F}$ para ambos casos. Debido a que ambos modelos están trabajando en la zona C de la Fig. 23, el MFVRS muestra un mejor comportamiento con menor energía almacenada

y un porcentaje de rizo de voltaje mucho menor que en el modelo resistivo, mientras que el rizo de corriente permanece técnicamente igual.

Tabla 5. Rizos de corriente y voltaje para $C_{LED}=C_{Req}=8 \mu F$.

Parámetro	Símbolo	Valor (MFVRS)	Valor (Resistencia)
Rizo de voltaje	ΔV	5.305 V	32.164 V
Rizo de corriente	ΔI	2.115 A	2.092 A
Porcentaje de rizo de voltaje	$\%Rv$	20.112 %	197.776 %
Porcentaje de rizo de corriente	$\%Ri$	199.977 %	197.776 %
Relación de rizos	$\%Ri/\%Rv$	9.9868	1
Energía almacenada	E_c	3.37 mJ	11.007 mJ

2.3.5 Simulación del prototipo

La simulación del prototipo se realizó sobre un par de convertidores flyback idénticos en Spice, los cuales entregaron una potencia de 28.7 W. Al primero se le colocó una carga equivalente al modelo del LED seleccionado y al segundo una carga puramente resistiva de 26.09Ω . Los demás valores de los componentes utilizados en la simulación e implementación se muestran en la Tabla 4.

La Fig. 24 muestra los resultados de la simulación, en la gráfica superior se observa las salidas de tensión y corriente para la carga LED y en la gráfica inferior la tensión y corriente para la resistencia equivalente. Se aprecia que el voltaje del MFVRS nunca decrece más allá de los 23.7 V que corresponde al voltaje umbral del LED (V_{LED}) y tiene un rizado de 5.5 V, menor que la carga resistiva que es de 32.5 V. Por otro lado, la corriente del LED es más cerca de 0 A y tiene una ondulación de corriente mucho mayor que la carga resistiva. Ambas simulaciones se realizaron para un condensador de salida de $8 \mu F$.

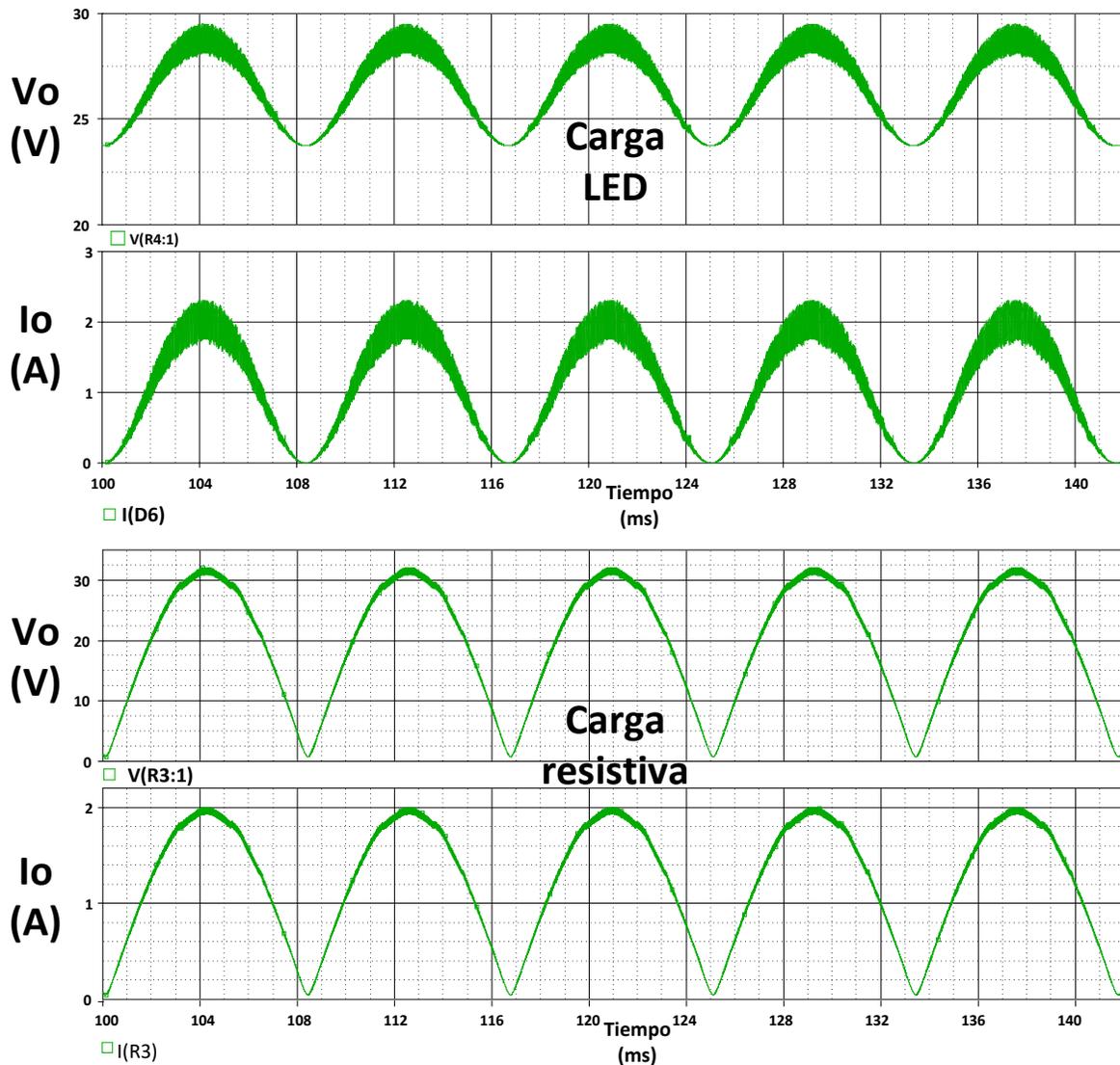


Fig. 24. Resultados de la simulación en Spice para Tensiones y corrientes de salida para cargas LED y resistiva.

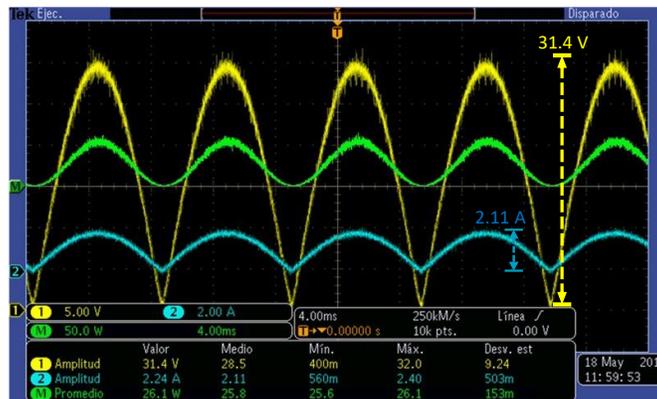
2.3.6 Verificación experimental

Los componentes utilizados en la construcción del prototipo se enumeran a continuación, donde se utilizó el método de la constante geométrica para el cálculo del transformador, además se decidió agregar un filtro de EMI conformado por un filtro pasa bajas LC calculado para evitar inyectar armónicos de alta frecuencia a la red:

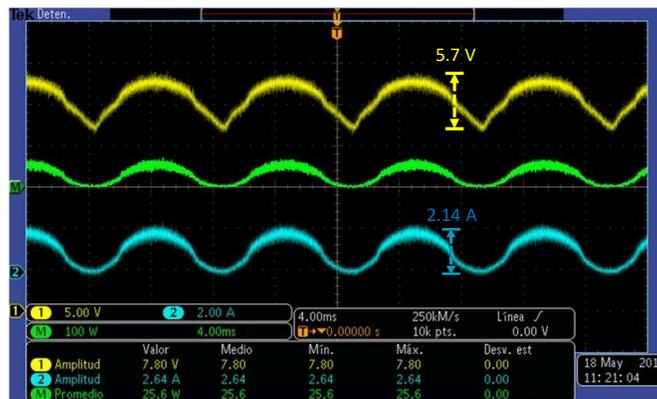
- 1) Interruptor de potencia Q: IPP50R299CP (500 V, 12 A).
- 2) Diodo del secundario D: C3D10060A (600 V, 10 A).
- 3) Transformador del convertidor flyback: Devanado primario $L_1=659 \mu\text{H}$. Devanado secundario $L_2=14 \mu\text{H}$.
- 4) Núcleo y carrete utilizados: 3C90, ETD29
- 5) Inductor del filtro EMI: $L_{in}=2.7 \text{ mH}$.
- 6) Capacitor de filtro EMI: $C_{in}=0.1 \mu\text{F}$.

- 7) Capacitor de filtro de salida: $C=8 \mu F$.
- 8) IC para el control: UC3823N.
- 9) Impulsor del MOSFET: MIC4421CT.
- 10) Diodos de puente rectificador: UF4006 (800 V, 1 A).

Los resultados de las pruebas experimentales que se muestran en la Fig. 25 (a) se obtuvieron para la carga $R_{eq}=24.93 \Omega$, mientras que los resultados para la carga del LED se muestran en la Fig. 25 (b). En ambos casos, el factor de potencia que se obtuvo fue de 99.1% y una eficiencia del 81.0%. El rizo de voltaje con la carga del LED es menor que el rizo de voltaje de una carga resistiva que consume la misma energía, y esto se debe a que el umbral de voltaje del LED (V_{th}) actúa como una barrera, lo cual no permite al voltaje entregado por el convertidor caer más bajo que V_{th} . Con respecto a la corriente, la forma de onda de corriente en el LED tiene una forma sinusoidal con un componente de CD y es ligeramente mayor que la corriente de la carga resistiva.



a) Resultados para carga resistiva



b) Resultados carga LED

Fig. 25. Resultados experimentales para (a) carga resistiva y (b) carga de LED. Canal 1: voltaje de salida (v_o), 5 V/div. Canal 2: corriente de salida (i_o) 2 A/div. Canal 3: potencia de salida (P_o) 50 W/div.

De la Fig. 25 (a), el voltaje de salida para la carga resistiva tiene un voltaje promedio de $V_o=19.98$ V con una ondulación de 31.4 V, que corresponde a un porcentaje de ondulación de $\%R_{VReq}=157.16\%$. En términos de corriente, la carga resistiva da una corriente promedio de $I_o=1.33$ A, con una ondulación de 2.11 A, lo que produce un porcentaje de ondulación de

corriente de $\%R_{iReq}=158\%$. Por tanto, se confirma (30) ya que la relación porcentual de rizados de corriente y tensión es prácticamente 1.

En la Fig. 25 (b) se observó que el voltaje promedio para la carga del LED tiene un valor más alto de $V_o=26.81$ V, con un rizo de 5.7 V que corresponde a un porcentaje de rizo de voltaje del 21.26%. En la corriente de la carga de LED, el promedio fue $I_o=1.06$ A, con una ondulación de corriente de 2.14 A, dando un porcentaje de rizo de corriente de $\%R_{iLED}=201.8\%$.

De lo anterior se concluye que la carga resistiva tiene un mejor desempeño en el porcentaje de rizo de corriente (158% contra 201.8%) y peor comportamiento en el porcentaje de rizo de voltaje (157.16% contra 21.26%), ambos con respecto al comportamiento del LED.

La comparación entre los resultados teóricos, de simulación y experimentales se muestran en la Tabla 6, donde el error entre los cálculos y la simulación es menor al 5% en la mayoría de los casos.

Tabla 6. Comparación entre cálculos de resultados teóricos, de simulación y experimentales para la MFVRS.

Variable	Teórico	Simulación	Experimental	Error (%)
V_o (V)	26.393	26.542	26.81	0.56
I_o (A)	1.057	1.114	1.06	5.39
ΔV (V)	5.2855	5.172	5.7	2.15
ΔI (A)	2.1142	2.08	2.14	1.62
$\%R_{iLED}$	199.99	186.71	201.8	6.64
$\%R_{vLED}$	20.0264	19.49	21.26	2.70

2.3.7 Conclusiones

A lo largo de esta sección se han evaluado las consecuencias del uso del MFVRS en el diseño de fuentes de alimentación LED. El análisis muestra que el convertidor flyback puede modelarse como una fuente de corriente con dos componentes: una componente de CD y otra componente de CA con una frecuencia del doble de la frecuencia de la línea. Con la simplificación anterior se analizó el secundario del convertidor flyback por superposición y se obtuvo una expresión precisa para evaluar la capacitancia de salida en función de los porcentajes de rizado de corriente y voltaje. La ecuación utilizada para evaluar el capacitor de salida para el MFVRS se comparó mediante simulaciones de Spice, obteniendo un error de 3.43%.

El análisis también demostró que el porcentaje de rizo de corriente es siempre mayor que el porcentaje de rizo de voltaje cuando se usa un LED como carga ($\%R_{vLED} < \%R_{iLED}$). La relación entre ambos porcentajes de rizo se denominó k_{rLED} , lo cual significa que $k_{rLED} > 1$. Después de analizar los modelos para varios LEDs comerciales, se encontró que estaba en el intervalo de $7.33 < k_{rLED} < 12.87$.

Para comparar las diferencias entre la carga LED y una carga resistiva, que consumen la misma potencia promedio se calcularon y graficaron los porcentajes de rizo de corriente y voltaje contra el valor de las capacitancias de salida en cada caso. A partir de este gráfico, se evaluaron dos casos de estudio.

El primer caso consideró que los porcentajes de rizo de corriente eran los mismos para los dos tipos de cargas ($\%R_{iReq} = \%R_{iLED}$). Para esta condición, el porcentaje de rizo de voltaje será mayor en la carga resistiva que en la carga de LED ($\%R_{vReq} > \%R_{vLED}$). Con respecto a la capacitancia de salida, el análisis demostró que se requerirá una mayor capacitancia en la carga de LED que en la carga resistiva ($C_{LED} > C_{Req}$), es decir, que $k_c = C_{LED}/C_{Req} > 1$, donde k_c es la relación entre ambas capacitancias [13].

Asimismo, k_c depende de las características del MFVRS. Al evaluar este parámetro para los mismos LEDs comerciales utilizados en k_{rLED} , se encontró que estaba en el intervalo de $3.91 < k_c < 12.03$.

El segundo caso evaluado consideró que la capacitancia utilizada para las dos cargas es la misma ($C_{LED} = C_{Req}$). Para esta condición, el análisis demostró que, en el caso de la carga LED, el porcentaje de rizo de corriente será mayor ($\%R_{iLED} > \%R_{iReq}$); mientras que el porcentaje de rizo de voltaje siempre será menor ($\%R_{vLED} < \%R_{vReq}$).

Para validar el análisis teórico se desarrolló una metodología de diseño del convertidor flyback con el MFVRS como carga. El circuito diseñado se simuló en Spice y se implementó en un prototipo. Los resultados experimentales se compararon con los resultados simulados y teóricos. El error obtenido varía de 6.64% a 0.56%, correspondiendo estos al porcentaje de rizado de corriente y al voltaje promedio de salida. Para el prototipo se obtuvo un factor de potencia del 99% y una eficiencia del 81%.

Como un logro final se publicó el artículo [62] en la revista IET Power Electronics. En el cual se detalla todo lo expuesto en este capítulo.

Capítulo 3 Circuito CA-CD reductor con R^2P^2 aplicado a LED

En este capítulo se desarrolla el análisis de la primera topología propuesta correspondiente al circuito CA-CD reductor conectado a la línea para alimentar una carga LED. Haciendo énfasis en aspectos como el factor de potencia, el $THDi$, la eficiencia y por supuesto la energía procesada por el convertidor. La mayor parte del trabajo presentado en este capítulo fue reportado anteriormente en [15], sin embargo se corrigió el análisis del circuito corrigiendo errores de conceptos y variables. Además de que se hizo un prototipo diferente al reportado.

3.1 Introducción

En la actualidad, los LEDs son considerados el futuro de la iluminación, ya que tienen una demanda creciente provocada por la larga vida útil en torno a las 50,000 horas [63] y la eficiencia lumínica que presentan, que puede llegar hasta los 160 lm/W en los laboratorios. Las fuentes de alimentación deben cumplir con los estándares de calidad de energía; que contemplan el contenido armónico total ($THDi$) a la corriente de entrada, así como el valor de cada armónico individual y el factor de potencia (FP) [64] además de las pautas para los sistemas de iluminación conectados a la línea que se especifican en el estándar IEC 61000-3-2 clase C [48].

En general, es común encontrar fuentes de alimentación LED con etapa de corrección del factor de potencia, después del puente del diodo rectificador, para asegurar el cumplimiento normativo. El convertidor CFP de una etapa tiene la ventaja de tener una alta eficiencia ya que solo un convertidor procesa la energía total.

Sin embargo, la fuente de alimentación también debe convertir la alimentación de CA de la línea a la potencia constante que necesita el LED para un buen rendimiento [45, 65], pero para lograr esto, es necesario tener un elemento que pueda almacenar una gran cantidad de energía pulsante. Un condensador grande podría resolver este problema; sin embargo, generalmente se manejan valores de capacitancia grandes en los capacitores electrolíticos, los cuales generan un cuello de botella debido a su corta vida útil, en comparación con los LEDs, por lo que se recomienda evitar su uso [66-68].

Para evitar el uso del condensador electrolítico, se suele añadir otro convertidor, en serie o en paralelo para intentar reducir el rizado de corriente de baja frecuencia que se suministra al LED y operar con un valor de capacitancia bajo. Esta solución genera un convertidor de dos etapas; el primero con la tarea del CFP y el segundo debe controlar el rizado de voltaje a la salida [36, 37]. Esto permite el uso de condensadores de película que tienen una vida útil similar a la de los LEDs [63, 67, 68]. Sin embargo, la eficiencia general del sistema de

iluminación disminuye y, por lo tanto, reduce la relación lúmenes por vatio (lm/W). Esto se debe a que la energía total del sistema se procesa dos veces.

Algunos trabajos buscan soluciones alternativas a través de otras técnicas, como convertidores integrados [41, 42, 69-74], los que usan inyección de armónicos [38, 39, 65], la cancelación de rizo y puertos de rizo [14, 43, 44, 46, 73, 75-80], y también se analizaron técnicas de desacoplamiento de potencia [81-84].

Todos ellos tienen un convertidor CFP como primera etapa y en la segunda etapa realizan algunos ajustes para cambiar el amortiguamiento de energía y eliminar la corriente de ondulación de baja frecuencia. En estos convertidores, la energía no se procesa dos veces, ya que siguen el principio de procesamiento de energía redundante reducida (R^2P^2) [4, 14, 21, 26, 74]. Evitan que la energía procesada por un convertidor sea completamente procesada por otro convertidor. Algunos de estos trabajos se denominan convertidores de 1.5 etapas por sí mismos.

En este trabajo se presenta un convertidor que no busca resolver el problema del capacitor de salida. Sin embargo, el principio de procesamiento de energía redundante reducido (R^2P^2) se lleva más allá y se crea un convertidor de 0.5 etapas, que puede mejorar la eficiencia de cualquier convertidor CFP y seguir cumpliendo con las normas correspondientes.

El convertidor propuesto es una variación reorganizada del convertidor flyback; colocando el secundario del flyback en paralelo con la carga y este arreglo se conecta en serie con el lado primario y la fuente de tensión rectificadas. Esta configuración permite que parte de la energía de la fuente pase directamente a la carga y otra parte sea procesada por el convertidor flyback reorganizado, aumentando así la eficiencia de todo el sistema. Para analizar el circuito propuesto se realizó un análisis promediado de baja frecuencia (APBF), el cual dio como resultado un circuito equivalente muy fácil de evaluar y así determinar su comportamiento y método de diseño. Como el convertidor flyback es una topología aislada, es posible utilizar algunos otros de los métodos mencionados anteriormente, como los puertos de ondulación, para poder eliminar la corriente de ondulación de baja frecuencia en la carga; sin embargo, esto se deja para un trabajo futuro y se hace una propuesta al respecto en las conclusiones finales.

3.2 Análisis del convertidor flyback reacomodado en modo reductor

En la Fig. 26 se muestra la topología propuesta en este capítulo. El convertidor consiste en un reacomodo de los componentes del convertidor flyback. La etapa del secundario se conecta en paralelo con la lámpara LED y este conjunto a su vez en serie con la etapa primaria.

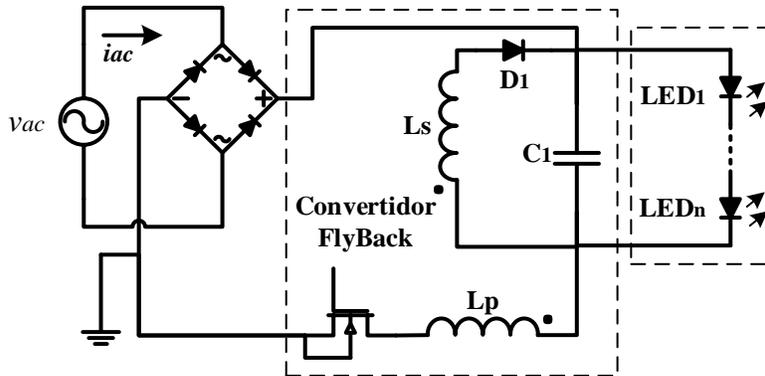


Fig. 26. Topología del convertidor flyback reacomodado reductor, con primario y secundario en serie.

Para realizar el análisis del convertidor flyback reacomodado, se utilizó un análisis promediado de baja frecuencia (APBF) para saber de manera general si la topología cumple con la normativa correspondiente, conocer su eficiencia y evaluar su factibilidad de implementación. El APBF modela el comportamiento del convertidor flyback a la frecuencia de línea. Debido al MCD del convertidor flyback y la frecuencia de línea en el voltaje de entrada, el lado primario se puede representar como una resistencia libre de pérdidas (R_F), esta resistencia representa la potencia promedio entregada al lado primario del convertidor flyback (P_{fi}); la energía “consumida” por esta resistencia se transfiere al lado secundario del convertidor flyback que se modela como una fuente de voltaje de corriente continua (V_F), como se muestra en la Fig. 27.

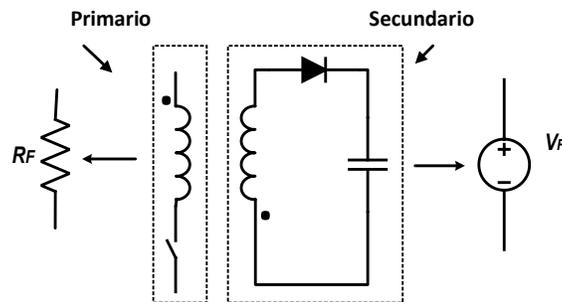


Fig. 27. Modelo de flyback en MCD para el APBF.

Con respecto al LED, este se puede modelar como una fuente de voltaje de CD en serie con una resistencia, como se muestra en la Fig. 28.

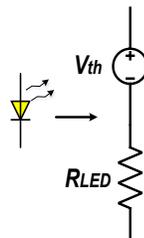


Fig. 28. Modelo del LED.

La Fig. 29 muestra el esquema equivalente de baja frecuencia correspondiente al circuito propuesto en la Fig. 26. Donde: V_o es el voltaje de salida, v_r es el voltaje de línea

rectificado, i_r es la corriente rectificada, V_F es el voltaje promedio en el secundario del convertidor flyback, R_F es la resistencia libre de pérdidas que representa el primario del convertidor flyback, V_{th} representa el voltaje umbral del LED del modelo LED y R_{LED} es la resistencia del modelo LED.

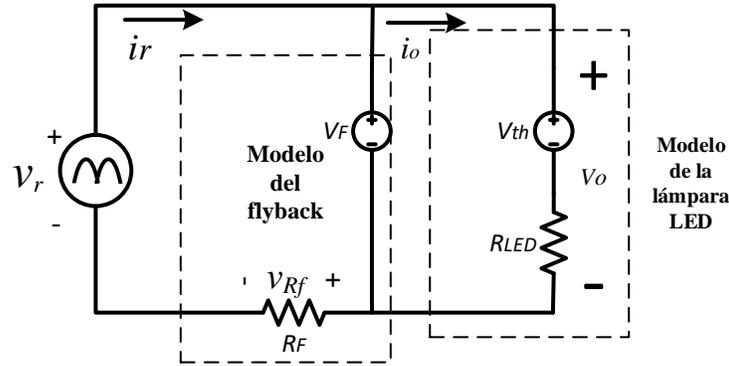


Fig. 29. Circuito equivalente para el análisis promediado de baja frecuencia.

El valor de la resistencia libre de pérdidas se calcula con la siguiente expresión:

$$R_F = \frac{P_{fi}}{I_{Rfms}^2} = \frac{P_{fi}}{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i_r^2 dt} \quad (43)$$

Donde I_{Rfms} es el valor RMS de i_r .

3.2.1 Análisis del FP y la THD_i usando el análisis promediado de baja frecuencia

En la Fig. 29 se observa que el modelo del LED es alimentado por la fuente de voltaje V_F , el cual representa el secundario del convertidor flyback, para obtener la expresión de i_r se aplica la ley de voltaje de Kirchhoff al circuito y se obtiene:

$$v_o = V_F = V_{th} + i_o \cdot R_{LED} \quad (44)$$

$$i_r = \frac{v_r - V_F}{R_F} \quad (45)$$

Además, se realizaron las siguientes observaciones:

1. La topología es únicamente reductiva, por lo que siempre se cumple que $V_F < V_r$, donde V_r es el voltaje pico de $v_r(t)$, como se muestra en (46).

2. Habrá un flujo de corriente a través de R_F si $v_r > V_F$, cuando $v_r < V_F$ la corriente será $i_r(t) = 0$, cuando V_r se acerque a V_F habrá tiempos muertos muy grandes. Por lo tanto, la forma de onda i_r será la misma que i_{ac} en T/2 como se muestra en la Fig. 30.

$$v_r = |v_{ac}| = V_r |\sin \omega t| \quad (46)$$

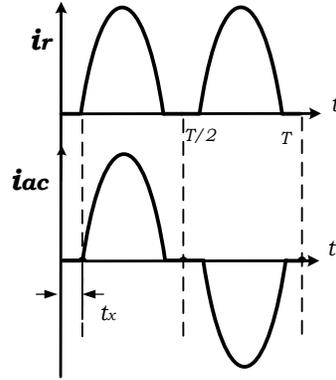


Fig. 30. Formas de onda de corriente de la topología i_{ac} e i_r .

Considerando la segunda condición, $v_r > V_F$, el tiempo t_x terminara cuando $v_r = V_F$, esto se puede expresar de la siguiente manera, considerando que $v_r = \sin(\omega t)$:

$$V_F = V_r \sin(\omega t_x) \quad (47)$$

Donde t_x es una constante que representa el tiempo muerto y se puede despejar para obtener:

$$t_x = \frac{\sin^{-1}\left(\frac{V_F}{V_r}\right)}{2\pi f} = \frac{\sin^{-1}(m)}{\omega} \quad (48)$$

Donde m es la ganancia del convertidor reacomodado, ω es la frecuencia angular y f es la frecuencia de línea.

Para calcular el FP y $THDi$ en el convertidor reacomodado, es necesario conocer los armónicos de la forma de onda de corriente de entrada (i_{ac}), la cual se muestra en (49). Para ello, t_x se puede utilizar en los límites de integración para el cálculo de los coeficientes de Fourier de la corriente de entrada i_{ac} y verificar si la topología cumple con los requisitos de IEC61000-3-2 clase C.

$$i_{ac} = \begin{cases} 0 & 0 < t < t_x \\ \frac{V_r \sin(\omega t) - V_F}{R_F} & t_x < t < \frac{T}{2} - t_x \\ 0 & \frac{T}{2} - t_x < t < \frac{T}{2} + t_x \\ \frac{V_r \sin(\omega t) + V_F}{R_F} & \frac{T}{2} + t_x < t < T - t_x \\ 0 & T - t_x < t < T \end{cases} \quad (49)$$

La forma de onda que se analiza (i_{ac}) es una función impar, por lo tanto, solo hay armónicos impares. Haciendo el análisis de Fourier a i_{ac} se obtiene I_1 que es la componente

fundamental que se define en (50) y I_n que es la amplitud del n-ésimo armónico que se define en (51). A partir de esto se puede calcular el $THDi$ en (52).

$$I_1 = 2 \cos(\omega t_x) \sin(\omega t_x) - 4m \cos(\omega t_x) - 2\omega t_x + \pi \quad (50)$$

$$I_n = \frac{-4}{n(n-1)(n+1)} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)^2 \left(\begin{array}{l} m \cdot (n^2 - 1) \cos(n\omega t_x) + \\ \left(\frac{n^2 + n}{2}\right) \sin((n-1)\omega t_x) - \\ \left(\frac{n^2 - n}{2}\right) \sin((n+1)\omega t_x) \end{array} \right) \quad (51)$$

$$THDi = 100 \cdot \sqrt{\sum_{n=3}^n \left(\frac{I_n}{I_1}\right)^2} \quad (52)$$

Volviendo a (52) y asumiendo que el voltaje de entrada es sinusoidal, el FP se obtiene mediante:

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{THDi^2}{100^2}}} \quad (53)$$

La Fig. 31 muestra la gráfica de (52), asumiendo un $THDi \leq 32\%$ como límite máximo. Se puede ver que la ganancia m del convertidor puede variar entre 0 a 0.46, sin que el $THDi$ supere el límite máximo propuesto. Si la ganancia fuera $m > 0.46$, la $THDi$ será muy alta y causaría una disminución en el factor de potencia FP .

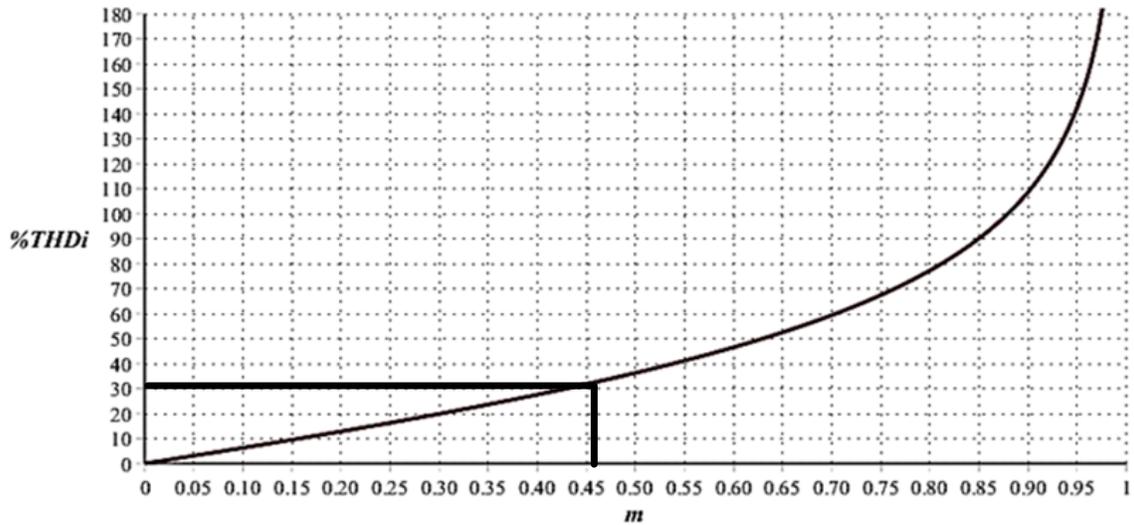


Fig. 31. THDi de la corriente de entrada vs ganancia (m).

En cuanto a los requisitos de la IEC61000-3-2, la Fig. 32 muestra las amplitudes de los armónicos impares desde $n=3$ hasta $n=15$ en función de la ganancia, además se muestran los límites de los armónicos individuales establecidos en [48], de acuerdo a esto el tercer armónico es el único que tiene problemas después de una ganancia mayor a $m=0.41$, para cumplir con las especificaciones. Por lo cual este será el límite máximo de ganancia.

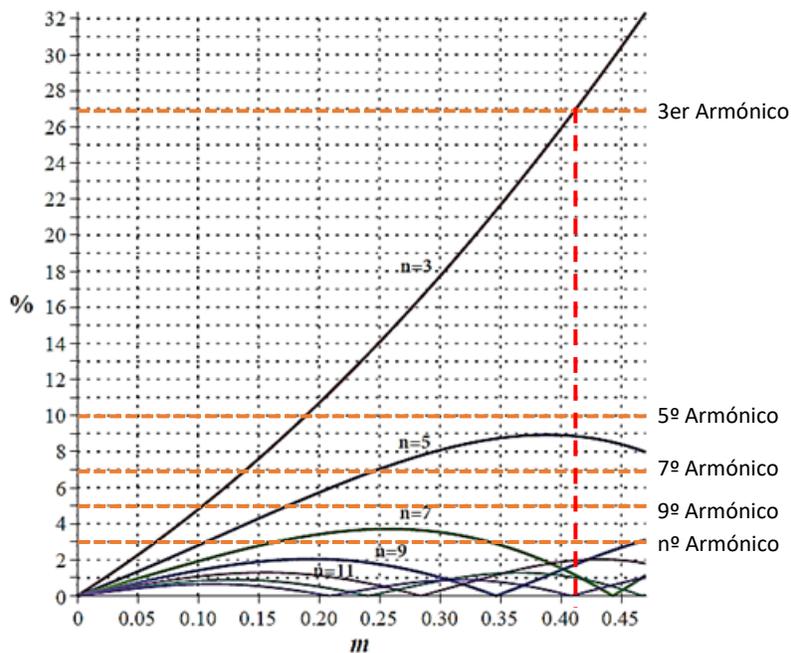


Fig. 32. Curvas de cada armónico de la corriente de entrada vs la ganancia (m).

En la Fig. 33, donde se gráfica (53), se puede observar que la topología cumple con los requisitos de un $FP > 0.90$ sin problemas en un rango de $0 < m < 0.41$.

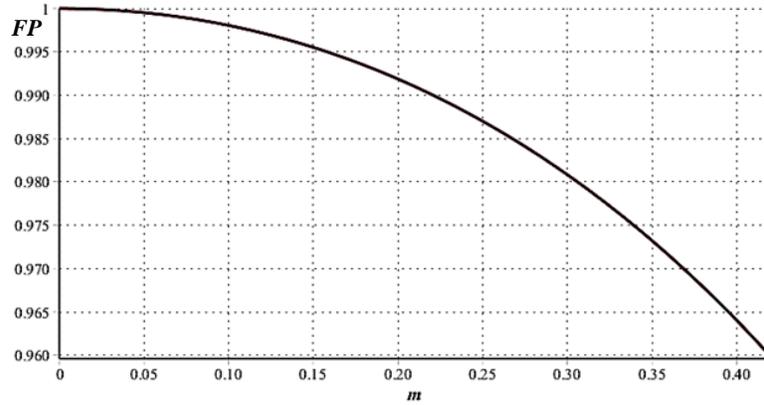


Fig. 33. FP de la topología vs la ganancia (m).

De esta sección se concluye que la topología propuesta cumple con todos los estándares aplicables en cuanto a FP y THDi en el rango de $0 < m < 0.41$.

3.2.2 Análisis del flujo de potencia en el convertidor

Para analizar el flujo de potencia en el convertidor propuesto se definen los siguientes conceptos mostrados en la Tabla 7.

Tabla 7. Conceptos de flujo de energía.

Símbolo	Descripción	Definición
P_o	Potencia promedio consumida por la carga	$P_o = \frac{1}{T} \int_0^T v_o i_o dt$ (54)
P_{in}	Potencia promedio entregada por la fuente	$P_{in} = \frac{1}{T} \int_0^T v_r i_r dt$ (55)
P_{fi}	Potencia promedio manejada por el lado primario del convertidor flyback	$P_{fi} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{rf} i_r dt$ (56)
P_{fo}	Potencia promedio entregada por el lado secundario del convertidor flyback	$P_{fo} = \frac{1}{T} \int_0^T V_F i_r dt$ (57)
Q	Relación de potencia procesada	$Q = \frac{P_{fi}}{P_i}$ (58)
η_i	Eficiencia del convertidor reacomodado.	$\eta = \frac{P_o}{P_i}$ (59)
η_f	Eficiencia del flyback convencional	$\eta_f = \frac{P_{fo}}{P_{fi}}$ (60)

En la Fig. 34 se muestra el esquema del flujo potencias de un flyback convencional (a) y del circuito propuesto (b). En este diagrama es más fácil entender el funcionamiento del convertidor flyback reacomodado; donde P_{fo} es la potencia de salida del convertidor flyback, P_{fi} es la potencia de entrada del convertidor flyback, P_o es la potencia de salida del convertidor y η_f es la eficiencia del convertidor flyback.

En el diagrama se puede apreciar que en el flyback convencional, la potencia de salida depende únicamente de la eficiencia del convertidor principal por la potencia de entrada; mientras que, en el diagrama del circuito propuesto, la potencia de salida es igual al producto

de la potencia de entrada multiplicada por un término donde el efecto de la eficiencia del convertidor se verá amortiguada por Q .

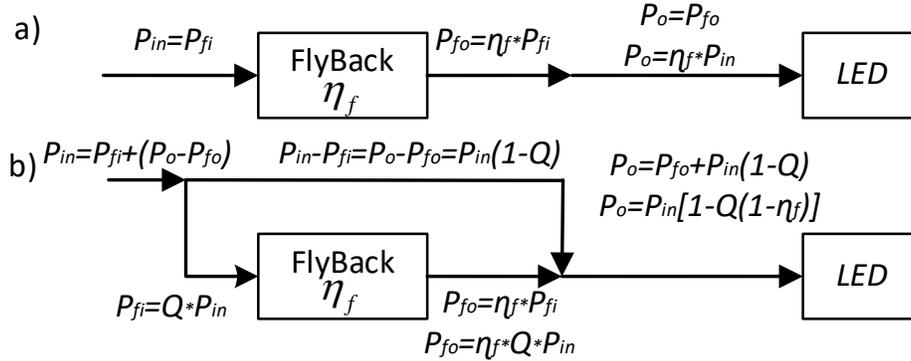


Fig. 34. Diagramas de flujo de potencia, (a) Flyback convencional y (b) Flyback reacomodado reductor.

La razón de potencia procesada por el convertidor flyback respecto a la potencia de entrada se le define como Q , la cual se presenta en (61).

$$Q = \frac{P_{fi}}{P_{in}} \quad (61)$$

Donde P_{fi} es la potencia de entrada al convertidor flyback y P_{in} la potencia entregada por la fuente de voltaje.

El rango de Q debe ser $0 < Q < 1$, ya que, si Q es mayor que 1 no tiene sentido implementar la topología pues en lugar de tener beneficios, bajaría la eficiencia y se tendría un mayor tamaño eléctrico con respecto a un flyback convencional.

De acuerdo a la Fig. 34, la eficiencia total η_t del convertidor se puede calcular como:

$$\eta_t = \frac{P_o}{P_{in}} = 1 - Q(1 - \eta_f) \quad (62)$$

En la Fig. 35 se muestra como varia la eficiencia total en función de razón de la potencia procesada de acuerdo a (62), para ello se propusieron cuatro valores de eficiencia del convertidor flyback ($\eta_f=[0.6 \ 0.7 \ 0.8 \ 0.9]$). Se observa que independientemente de la eficiencia del convertidor flyback, la eficiencia total del sistema siempre va a mejorar mientras Q esté en un rango de $0 < Q < 1$ y va a ser mejor mientras menos energía se procese. Cuando $Q=1$ el convertidor estará funcionando como un convertidor flyback convencional.

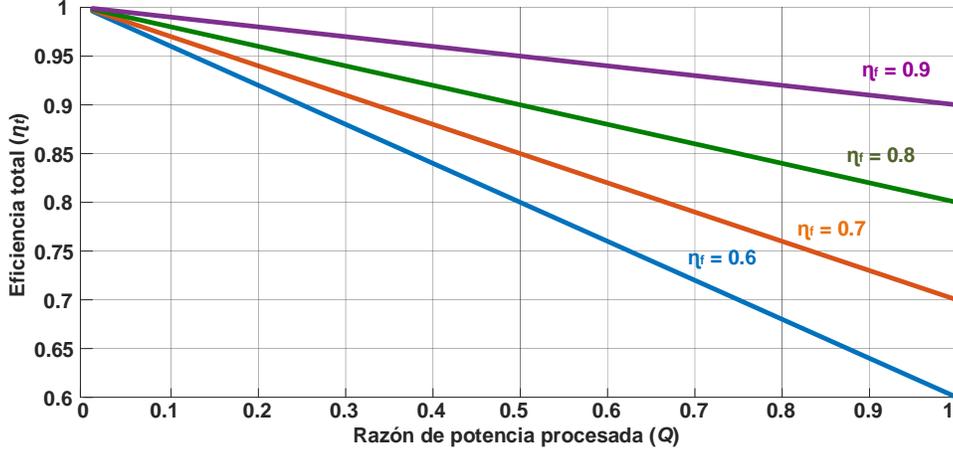


Fig. 35. Eficiencia total del sistema respecto la cantidad de potencia procesada.

Sustituyendo (45) y (46) en las expresiones de la Tabla 7 con la definición de m , se tienen las siguientes ecuaciones en función de variables conocidas:

$$P_{Fo} = \frac{V_F}{T} \int_{t_x}^{T/2-t_x} i_r dt = \frac{mV_r^2 (2\omega m t_x - \pi m + 2 \cos(\omega t_x))}{R_F \pi} \quad (63)$$

$$P_{Fi} = \frac{R_F}{T} \int_{t_x}^{T/2-t_x} i_r^2 dt = \frac{V_r^2 (2 \cos(\omega t_x) [\sin(\omega t_x) - 4m \cos(\omega t_x)] + (\pi - 2\omega t_x)(1 + 2m^2))}{R_F \pi} \quad (64)$$

$$P_i = \frac{1}{T} \int_{t_x}^{T/2-t_x} v_r i_r dt = \frac{V_r^2 (2 \cos(\omega t_x) \sin(\omega t_x) - 4m \cos(\omega t_x) - 2\omega t_x + \pi)}{R_F \pi} \quad (65)$$

$$Q = \frac{-2\omega m^2 t_x + \pi m^2 - 2m \cos(\omega t_x)}{\cos(\omega t_x) \sin(\omega t_x) - 2m \cos(\omega t_x) - \omega t_x + \pi/2} + 1 \quad (66)$$

$$\begin{aligned} I_{ravg} &= \frac{1}{T} \int_{t_x}^{T/2-t_x} i_r dt \\ &= \frac{V_r (2\omega m t_x - \pi m + 2 \cos(\omega t_x))}{R_F \pi} \end{aligned} \quad (67)$$

$$\begin{aligned} I_{ravg} &= \frac{1}{T} \int_{t_x}^{T/2-t_x} i_r dt \\ &= \frac{V_r (2\omega m t_x - \pi m + 2 \cos(\omega t_x))}{R_F \pi} \end{aligned} \quad (68)$$

En la Fig. 36 se obtiene la gráfica de (66), en la que se observa que cuando m aumenta, Q disminuye; esto es favorable ya que el flyback al procesar menos energía beneficia la eficiencia total del sistema. Además, en la grafica se muestra la ganancia hasta el limite anteriormente establecido de $m=0.41$ que garantiza el cumplimiento de la normatividad, por lo que se puede tener un procesamiento de energía mínimo de 52.5%.

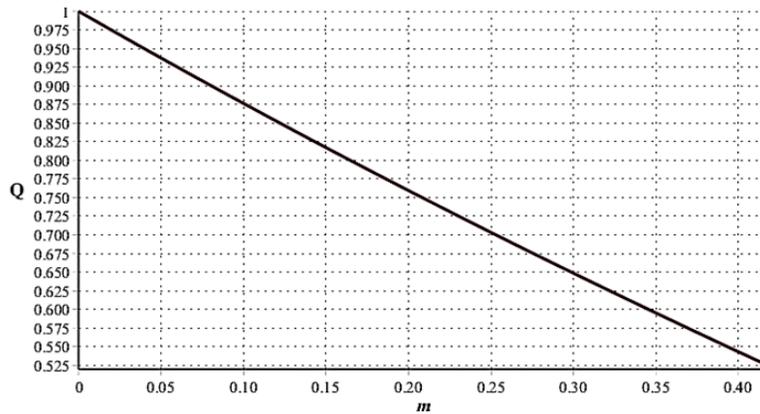


Fig. 36. Porcentaje de potencia procesada por el flyback (Q) vs la ganancia (m).

3.3 Diseño, simulación e implementación del convertidor

Para la implementación del circuito del convertidor flyback reacomodado reductor, se compraron LEDs al fabricante Seoul Semiconductor con el número de pieza SAW0LH0A. Se hizo una matriz de 8 LEDs en paralelo. Las especificaciones resultantes de la matriz de LED se muestran en la Tabla 8.

Tabla 8. Especificaciones técnicas de la lámpara de prueba LED.

V_{th}	R_{LED}	I_o	V_o	P_o
56V	28.1 Ω	160mA	60.5V	9.68W

Para el cálculo de los componentes del convertidor se deben proponer algunos parámetros de diseño, los cuales se muestran en la Tabla 9, entre ellos cabe destacar que el tiempo muerto del flyback está definido desde el inicio para asegurar el funcionamiento en MCD. Con los valores de la Tabla 9, y las ecuaciones desarrolladas previamente, los valores necesarios para la implementación del convertidor se muestran en la Tabla 10.

Tabla 9. Parámetros de diseño para el convertidor flyback reductor.

Parámetro	Ecuación y valor
Voltaje de línea	$v_{ac} = 127 \text{ Vrms}$
Voltaje pico	$V_r = 127 \cdot \sqrt{2} \approx 180V$
Eficiencia del flyback propuesta	$\eta_f = 0.95$
Voltaje promedio en el secundario	$V_F = 60.5V$
Ciclo de trabajo	$D = 0.405$
Frecuencia de conmutación	$f_s = 107kHz$
Ciclo de descarga	$Desc = .302$
Rizo de voltaje	$\% Rv = 16\%$

Capacitor EMI	$C_{emi} \approx 92nF$
---------------	------------------------

Tabla 10. Diseño del convertidor propuesto.

Parámetro	Ecuación y valor
Ganancia del convertidor flyback	$m = \frac{V_F}{V_r} = \frac{60.5V}{180V} \approx 0.336$
Tiempo muerto de i_r .	$t_x = \frac{\sin^{-1}(m)}{\omega} = 909.26\mu s$
$THDi$	$THDi = 22.56\%$
Factor de potencia	$FP = 97.55\%$
Impedancia del devanado primario	$R_F = 971.918\Omega$
Potencia del devanado primario	$P_{fi} = 5.904W$
Corriente de entrada promedio	$i_{ravg} = 62.41mA$
Energía procesada	$Q = \frac{P_{fi}}{P_{in}} = 60.9\%$
Potencia promedio de salida	$P_{fo} = \eta_F P_{in} \approx 5.6W$
Voltaje promedio en el primario	$V_{in} = \sqrt{P_{fi} \cdot R_F} \approx 75.6V$
Corriente promedio del secundario	$I_o = \frac{P_{fo}}{V_F} \approx 92.65mA$
Ganancia del convertidor	$M = \frac{V_o + V_D}{V_{in}} = \frac{60.5+1}{75.7} \approx 0.813$
Parámetro de discontinuidad	$k = \sqrt{D_{desc}} \approx 0.248$
Inductancia del primario	$L_p = \frac{D^2 V_{in}^2}{2 P_{fi} f_s} \approx 757\mu H$
Relación de transformación	$n = \frac{D}{M D_{desc}} \approx 1.659$
Inductancia del secundario	$L_s = \frac{L_p}{n^2} \approx 278.4\mu H$
Capacitor	$C = \frac{P_{in}}{4 \cdot \pi \cdot 60Hz \cdot V_F^2 \cdot \Delta V} \approx 22\mu F$
Inductor EMI	$L_{emi} \approx \frac{1}{C_{emi} \cdot \left(2 \cdot \pi \cdot \frac{f}{10}\right)^2} \approx 2.7mH$

Para evaluar el circuito propuesto antes de la implementación, se realizó una simulación del circuito en Spice. En la Fig. 37, se muestra el esquemático del circuito y los resultados de la simulación se muestran en la Fig. 38.

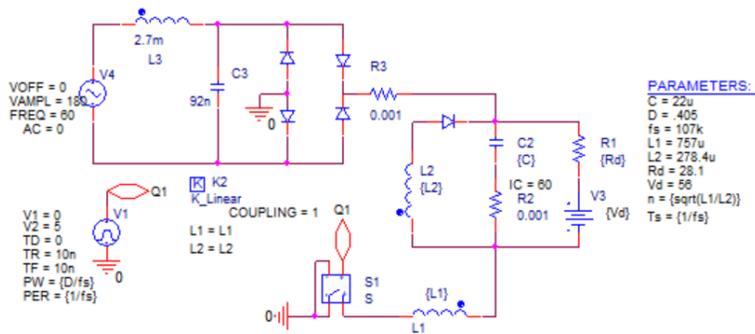


Fig. 37. Convertidor flyback reacomodado reductor simulado en Spice.

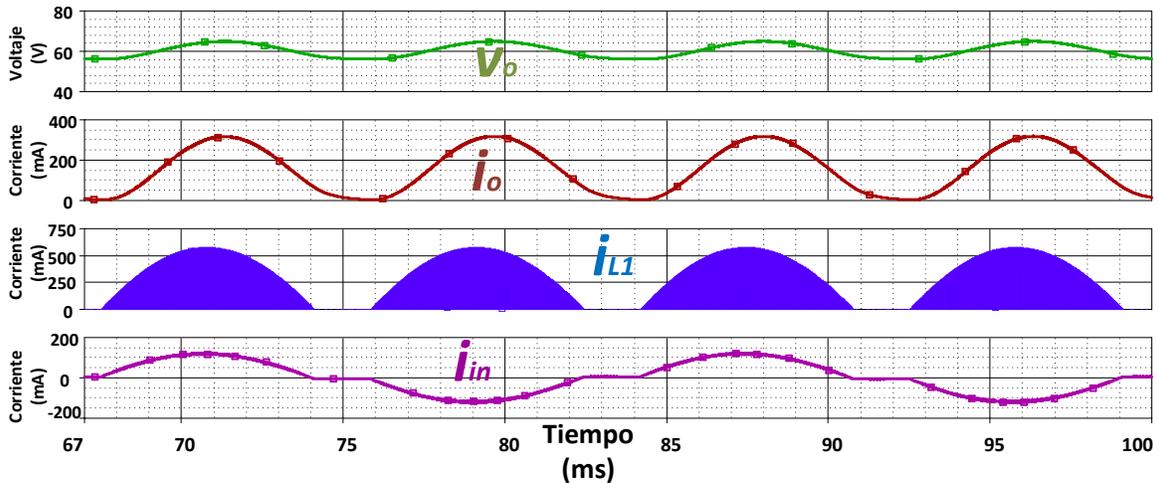


Fig. 38. Formas de onda resultantes de la simulación en Spice. Voltaje de salida (v_o), corriente de salida (i_o), corriente del primario (i_{L1}) y corriente de entrada (i_{in}).

3.4 Resultados experimentales

Se construyó un prototipo de laboratorio para realizar pruebas experimentales y evaluar el rendimiento del convertidor reacomodado reductor. Se utilizó en su construcción un driver IR2106 y un MOSFET IRF840, mientras que el transformador se calculó por el método de la constante geométrica y se utilizó un carrete ETD 29 con una ferrita EF20. El prototipo para pruebas experimentales se muestra en la Fig. 39.

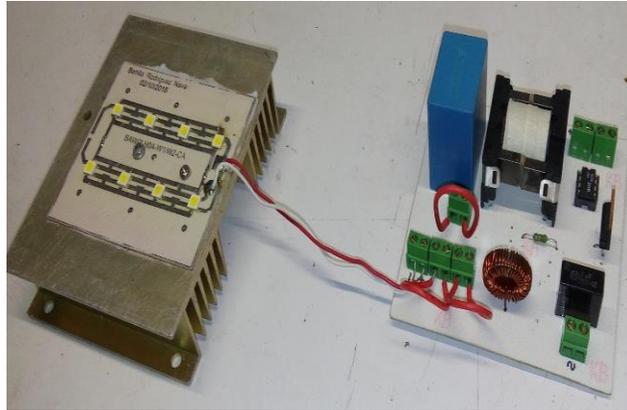


Fig. 39. Prototipo de flyback reacomodado reductor para pruebas experimentales.

La Fig. 40 muestra las formas de onda de tensión y corriente de línea. Se observa que la forma de onda de corriente muestra el tiempo muerto t_x que se predijo en el APBF y la forma de onda de corriente es similar a la forma de onda teórica que se muestra en la Fig. 30 y a la simulación de la Fig. 38.

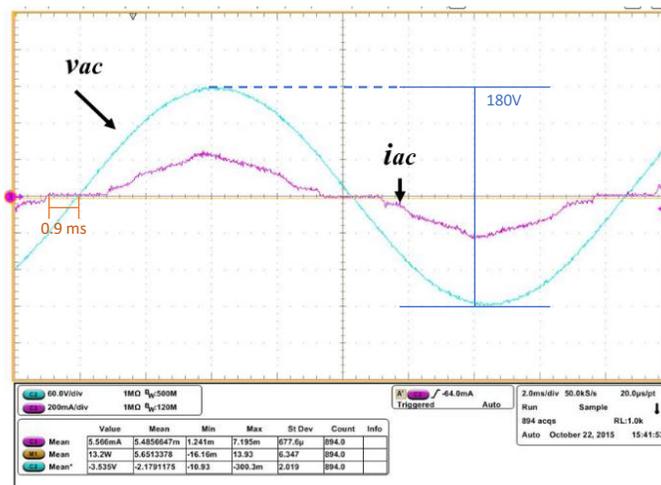


Fig. 40. Corriente de línea i_{ac} (200 mA/div) y voltaje v_{ac} (60 V/div).

El $THDi$ de las formas de onda de entrada de la Fig. 40 se midió con el analizador de calidad de energía HIOKI modelo PW3198. En la Fig. 41 se muestran los resultados donde se observa que el $THDi$ es cercano del 21.7% y se muestra en la Fig. 43 una comparación de los armónicos obtenido con respecto lo marcado por la norma IEC61000-3-2 clase C, solamente como un punto de referencia. En cuanto al FP obtenido en pruebas experimentales con el medidor de calidad energética, se observa que es 0.9686 en la Fig. 42.



Fig. 41. THDi obtenido en pruebas experimentales con el medidor de calidad de energía.



Fig. 42. FP obtenido en pruebas experimentales del medidor de calidad de energía.

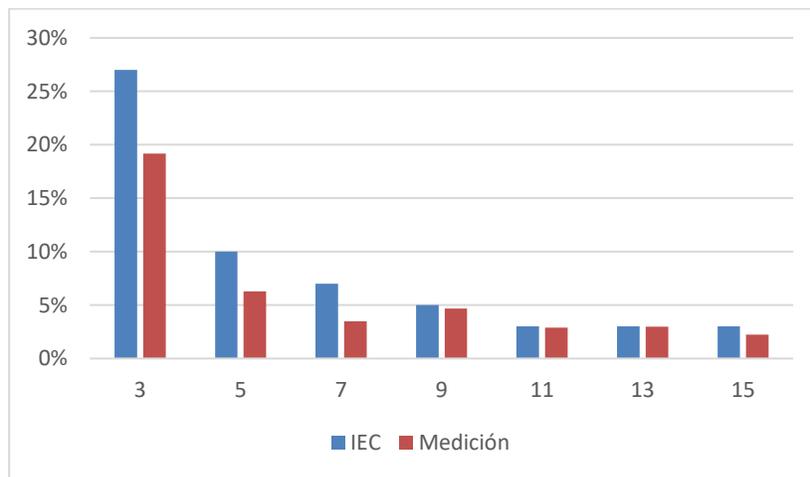


Fig. 43. Comparación de los armónicos en la corriente de entrada y la norma IEC 61000-3-2 clase C

El voltaje instantáneo de la lámpara LED obtenido en pruebas experimentales se muestra en la Fig. 44. El voltaje promedio aplicado al LED es de $V_{LED}=60.5$ V; por otra parte, el porcentaje de rizo de voltaje obtenido fue 18.16%. La corriente instantánea de la lámpara LED obtenida en pruebas experimentales se muestra en la Fig. 45. La corriente promedio

aplicada al LED fue $I_{LED}=160.3$ mA, el porcentaje de rizo de corriente obtenido fue 212%. Finalmente, en la Fig. 46 se muestra la potencia de salida instantánea en el LED, la cual tiene una potencia media de $P_o=10.62$ W.

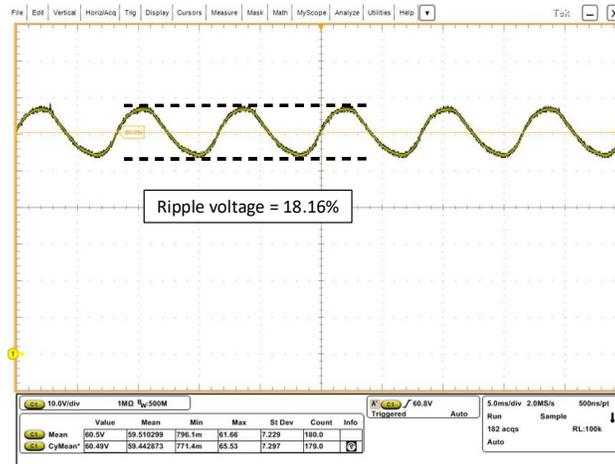


Fig. 44. Voltaje instantáneo en pruebas experimentales de la lámpara LED. 10 V/div, voltaje promedio en el LED 60.5 V.

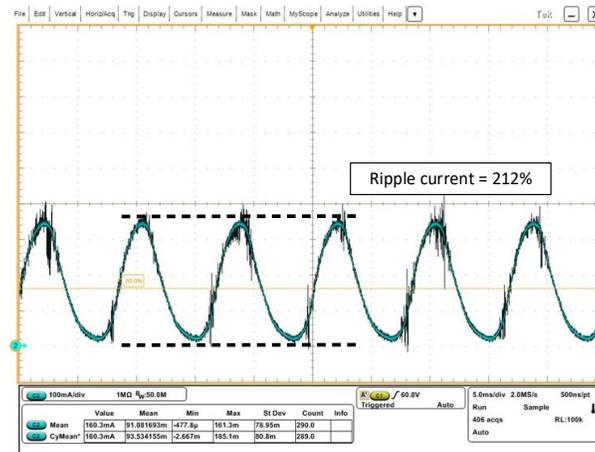


Fig. 45. Corriente instantánea en pruebas experimentales de la lámpara LED. 100 mA/div, corriente promedio en el LED 160.3 mA.

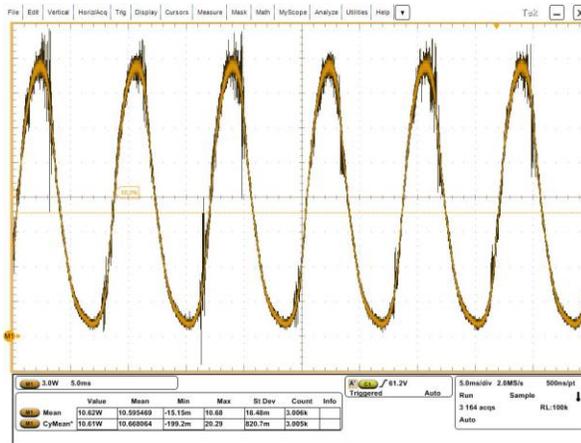


Fig. 46. Potencia instantánea en pruebas experimentales de la lámpara LED. 3 W/div, potencia promedio en el LED 10.62 W.

Finalmente, la Tabla 11 resume lo obtenido en cálculos, la simulación y la implementación de la topología; mientras que en la

Tabla 12 se muestran los porcentajes de error obtenidos. Alguna parte de los errores se deben a pérdidas que no se consideraron en los elementos utilizados, como los defectos en la construcción del prototipo y la fabricación manual del transformador, todos estos factores pueden afectar considerablemente el desempeño de todo el sistema. Cabe señalar que el flyback solo procesa el 63% de la potencia de entrada.

Tabla 11. Resumen de resultados de la topología.

Parámetros	Ideal	PSpice	Prototipo
$THDi$	22.58%	19%	21.7%
FP	97.55%	97.9%	96.86%
Voltaje promedio V_o	60.5V	60.56V	60.5V
Porcentaje de rizo de voltaje	16%	14.86%	18.16%
Corriente promedio I_o	160mA	159mA	163mA
Porcentaje de rizo de corriente	0	194.8%	212.1%
Potencia promedio P_o	9.68W	9.62W	10.61W
Potencia rectificadora promedio P_i	9.68W	10.4W	11.55W
Potencia procesada Q	60.96%	61.5%	62.94%
Eficiencia del flyback η_f	95%	90%	88%

Tabla 12. Porcentajes de error en los resultados.

% Error	Ideal-Spice	Ideal-Prototipo	Spice-Prototipo
$THDi$	-15.85	-3.89	14.21
FP	0.358	-1.014	-1.36
Voltaje promedio V_o	0.099	0	-0.099
Porcentaje de rizo de voltaje	-7.25	13.3	22.2
Corriente promedio I_o	-0.625	0.18175	0.8176

Porcentaje de rizo de corriente	----	-	8.88%
Potencia promedio P_o	-0.6198	9.607	10.29
Potencia rectificadora promedio P_i	7.43	19.3	11.05
Potencia procesada Q	0.885	3.24	2.34
Eficiencia del flyback η_f	-5	-7.36	-2.2

3.5 Conclusiones

A lo largo de este capítulo se ha evaluado un prototipo de un convertidor que se basa en una variante del convertidor flyback y se utiliza como fuente de alimentación en sistemas de iluminación de estado sólido. El convertidor propuesto consiste en un reordenamiento de los componentes del flyback convencional, el secundario se coloca en paralelo con la carga LED y este conjunto a su vez se coloca en serie con el primario y la fuente de voltaje.

La principal ventaja de este convertidor es el procesamiento parcial de energía; que va más allá del principio de procesamiento de energía redundante reducida (R^2P^2), una parte de la energía se entrega directamente a la carga y la otra parte es procesada por el convertidor. Dado que en esta reorganización el convertidor flyback procesó menos energía, la tensión en los componentes es menor que en un flyback convencional. Además, esta operación permite que la eficiencia del convertidor propuesto sea siempre mayor que la del convertidor flyback convencional. Las principales desventajas son que el convertidor no tiene aislamiento magnético, es una topología reductiva y el factor de potencia depende de la ganancia m del convertidor.

Se realizó el análisis matemático de la topología del convertidor flyback reacomodado reductor y se demostró que podrían pasar requisitos establecidos por la norma IEC61000-3-2 clase C (aunque no aplique debido a que no es alimentada a 220V) y las directivas FIDE en un intervalo de $0 < m < 0.41$, con una $THDi=21.7\%$ y un $FP=0.9686$. Para validar los cálculos matemáticos se construyó un prototipo de 10 W. Los resultados experimentales muestran que el flyback reorganizado procesó solo el 63 % de la potencia de entrada y el otro 37 % fluye directamente hacia la carga.

Por último, se logró publicar el artículo [85] en la revista MDPI Electronics. En el cual se detalla todo lo expuesto en este capítulo.

Capítulo 4 Circuito CD-CD elevador con R^2P^2 aplicado a TEG

En este capítulo se discute el comportamiento del segundo circuito propuesto, el convertidor CD-CD elevador aplicado a un generador termoeléctrico como fuente. A lo largo del capítulo se analiza matemáticamente, simula y se exponen los resultados experimentales de este prototipo.

4.1 Introducción

En los últimos años, debido a su aplicación en sistemas de captación de energía ecológicos, se han estudiado los generadores termoeléctricos (TEG) [86]. Los TEG no generan ruido acústico, requieren poco mantenimiento y tienen una vida útil de 20 años; debido a la falta de partes móviles [87].

Un TEG es un dispositivo que funciona con el principio del efecto Seebeck, que indica que se crea un voltaje cuando dos conductores o semiconductores diferentes tienen una temperatura diferente entre ellos [88].

Algunos usos de TEG se han reportado en aplicaciones aeroespaciales [89], sistemas automotrices [90, 91], estufas ecológicas [92], carga de baterías [93], procesos industriales [94], generadores termoeléctricos portátiles para el suministro de energía de ultra sensores de baja potencia [95] y dispositivos de detección en tuberías remotas [96].

Existen diferentes trabajos relacionados con convertidores CD-CD aplicados a generadores termoeléctricos para aumentar la eficiencia de estos sistemas de captación [97-100], en los que se dota al sistema de un control de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) consiguiendo eficiencias superiores al 90% sólo mediante ajustar el ciclo de trabajo. Existen diferentes trabajos en los que se proponen y utilizan convertidores flyback [101-103], ya sea con componentes extra que modifican su funcionamiento o trabajos en los que se utilizan combinaciones de convertidores flyback y boost para diferentes aplicaciones, incluyendo trabajos con paneles solares [104-107]. Sin embargo, aunque tiene resultados prometedores, los convertidores flyback han sido poco utilizados en aplicaciones relacionadas con sistemas de captación de energía mediante generadores termoeléctricos.

En [25, 108-111] se muestran variaciones de convertidores donde se realiza un ajuste en el funcionamiento del circuito para cambiar el procesamiento de energía de tal manera que no se procese por completo, ya que siguen el principio de procesamiento de energía redundante reducida (R^2P^2). Parte de la energía se adapta a la salida y la otra parte va directamente a la carga.

En [85] se muestra un circuito en el que los componentes del convertidor flyback se reorganizan para crear una fuente de alimentación para aplicaciones de LED que reduce el voltaje. Siguiendo esta misma idea, la modificación propuesta consiste en hacer un

convertidor elevador de voltaje siguiendo el mismo principio de reordenamiento del convertidor flyback. Esto se hace conectando el devanado secundario en serie con la carga y colocándolo a su vez en paralelo con el devanado primario y la fuente de tensión, en este caso un TEG.

De esta forma, se elimina el aislamiento galvánico y hace que la fuente entregue una parte de la energía directamente a la carga y la parte que falta la entregue el convertidor. Esta configuración trae beneficios como aumentar la eficiencia de todo el sistema, reduciendo el voltaje y la corriente en cada componente. Para el análisis del convertidor se realizó un análisis promediado, el cual dio como resultado un circuito equivalente muy fácil de evaluar y así determinar su comportamiento y método de diseño.

Se han encontrado artículos parecidos, como [112] que presenta de un circuito bastante similar; sin embargo, no hace un análisis riguroso del comportamiento del convertidor y para diferenciar este trabajo se hace un análisis del circuito en dos etapas. El primer análisis es cuando el convertidor se usa para aplicaciones de propósito general donde la resistencia interna de la fuente es demasiado pequeña para despreciarla y el segundo análisis es cuando el convertidor se usa para sistemas de recolección de energía basados en generadores termoeléctricos donde su resistencia interna consume una parte considerable de la potencia (26% aproximadamente) y alcanza su máxima transferencia de potencia cuando la carga es igual a la resistencia interna del TEG.

4.2 Modelado y análisis del circuito propuesto

En este capítulo se desarrollan las ecuaciones matemáticas que describen el comportamiento del circuito propuesto. Para su desarrollo, el análisis se dividió en dos partes. La primera parte comprende el modelaje del convertidor teniendo una fuente convencional de voltaje a la entrada; mientras que, la segunda parte es el análisis del mismo circuito, pero se considera un arreglo de TEG como fuente de voltaje a la entrada.

4.2.1 Análisis del convertidor flyback reacomodado en modo elevador con una fuente de voltaje convencional

La Fig. 47 se muestra el circuito propuesto, un convertidor CD-CD que consiste en una variación del convertidor flyback en la cual se reacomodan los elementos de tal manera que se colocan el primario, el secundario y la carga en serie; de esta manera se elimina el aislamiento galvánico, pero se obtienen beneficios que se desarrollarán a lo largo de este capítulo.

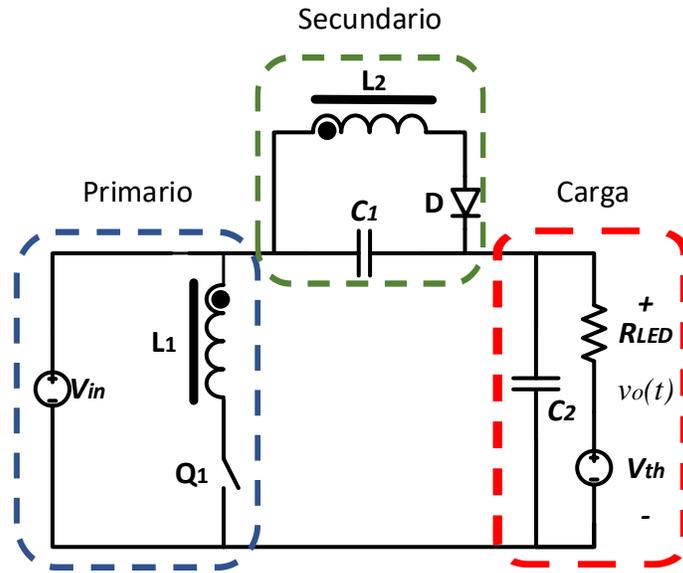


Fig. 47. Convertidor flyback reacomodado en modo elevador.

Esta configuración limita a la topología ya que solo puede elevar voltaje, a diferencia del flyback convencional que es un convertidor reductor-elevador. Por otra parte, uno de los beneficios que se obtiene con la nueva configuración es el procesamiento parcial de la energía, ya que la fuente de voltaje entrega de forma directa una parte de la energía a la carga, mientras que otra parte es procesada por el convertidor flyback, de esta manera se mejorará la eficiencia global del sistema.

Otro beneficio de la topología reacomodada, es la reducción de los esfuerzos de tensión y corriente en el convertidor. Esta reducción varía en función de la razón de potencia manejada por el convertidor de la misma manera que ocurre en convertidor flyback reacomodado reductor.

Por otra parte, el diagrama de flujo de potencias seguiría el mismo comportamiento que el propuesto en la Fig. 34 y por lo tanto se aplicaría la misma definición de la razón de potencia procesada Q . De igual manera el circuito presentaría una mejora en la eficiencia total del sistema mientras Q se encuentre en los rangos previamente establecidos y siguiendo el comportamiento ilustrado en la Fig. 35.

a) Análisis promediado del convertidor

Hasta ahora, solo se presentó el convertidor propuesto de manera superficial de acuerdo a su diagrama de flujo de potencias, pero para corroborar el comportamiento del circuito, se realizará un análisis promediado en el cual se tomaron un par de consideraciones; se sustituye el lado primario del convertidor por una resistencia libre de pérdidas (R_f) y el secundario por una fuente de voltaje (V_{fo}), tal y como se mostró en la Fig. 27.

Aplicando los modelos promediados al circuito de la Fig. 47, se obtiene el circuito equivalente mostrado en la Fig. 48, el cual es un circuito mucho más sencillo de manejar.

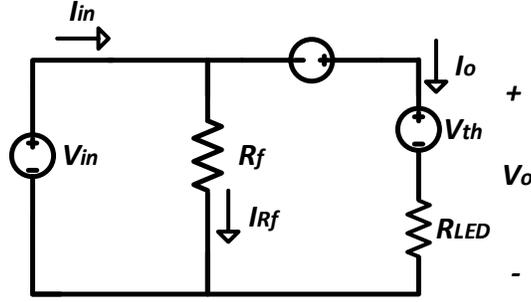


Fig. 48. Circuito equivalente de baja frecuencia del convertidor propuesto.

Aplicando la ley de voltajes de Kirchhoff en la malla exterior, se puede definir el valor de voltaje de salida del convertidor flyback V_o .

$$V_{fo} = V_o - V_{in} = V_{th} + R_{LED}I_o - V_{in} \quad (69)$$

De igual manera, se aplicó la ley de voltajes de Kirchhoff en la segunda malla para definir la corriente que fluye por la resistencia del primario (I_{Rf}), y sumando corrientes en el nodo superior se puede calcular la corriente de entrada (I_{in}); como se muestran en (70) y (71) respectivamente.

$$I_{Rf} = \frac{V_o - V_{fo}}{R_f} = \frac{V_{th} + R_{LED}I_o - V_{fo}}{R_f} = \frac{V_{in}}{R_f} \quad (70)$$

$$I_{in} = I_o + I_{Rf} = I_o + \frac{V_{in}}{R_f} \quad (71)$$

Considerando la eficiencia del convertido flyback, se puede relacionar las potencias de salida P_{fo} y de entrada P_{fi} de sus modelos equivalentes, como se muestra en (72).

$$P_{fo} = \eta_f P_{fi} \quad (72)$$

donde P_{fo} y P_{fi} se pueden expresar de acuerdo a las definiciones de potencia como:

$$P_{fo} = V_{fo}I_o \quad (73)$$

$$P_{fi} = I_{Rf}^2 R_f \quad (74)$$

Sustituyendo (73) y (74) en (72) se obtiene una ecuación para R_f .

$$R_f = \frac{V_{fo}I_o}{\eta_f I_{Rf}^2} = \frac{(V_o - V_{in})I_o}{\eta_f I_{Rf}^2} = \frac{(V_{th} + R_{LED}I_o - V_{in})I_o}{\eta_f I_{Rf}^2} \quad (75)$$

Finalmente, sustituyendo I_{Rf} de (70) en (75) y despejando el valor de la resistencia del primario del flyback R_f se obtiene:

$$R_f = \frac{\eta_f (V_o - V_{fo})^2}{V_{fo} I_o} = \frac{\eta_f V_{in}^2}{(V_o - V_{in}) I_o} = \frac{\eta_f V_{in}^2}{(V_{th} + R_{LED} I_o - V_{in}) I_o} \quad (76)$$

Con las ecuaciones definidas para R_f y V_{fo} es posible determinar la razón de potencia procesada por el convertidor flyback Q .

$$Q = \frac{P_{fi}}{P_{in}} = \frac{\frac{P_{fo}}{\eta_f}}{(P_o - P_{fo}) + P_{fi}} = \frac{1}{1 + \frac{\eta_f}{M - 1}} \quad (77)$$

donde M es la ganancia definida como:

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (78)$$

Por último, se determinó la eficiencia total del convertidor de acuerdo a (79).

$$\eta_T = \frac{P_o}{P_{in}} = \frac{P_o}{(P_o - P_{fo}) + P_{fi}} = \frac{M \eta_f}{M + \eta_f - 1} \quad (79)$$

Para observar mejor el comportamiento de (79) y (77), se muestra en la Fig. 49 y la Fig. 50 las gráficas de cada una respectivamente. En ellas se observan trazos para valores de 0.9, 0.7 y 0.5 de acuerdo a la eficiencia del convertidor flyback.

En la Fig. 49 se infiere que el convertidor flyback reacomodado procesará menos energía cuando se tiene una mayor eficiencia del convertidor y cuando la ganancia es pequeña. Y se aclara que cuando la ganancia al ser un convertidor elevador será $M > 1$ por lo que no se debe tomar ese punto en cuenta en el gráfico.

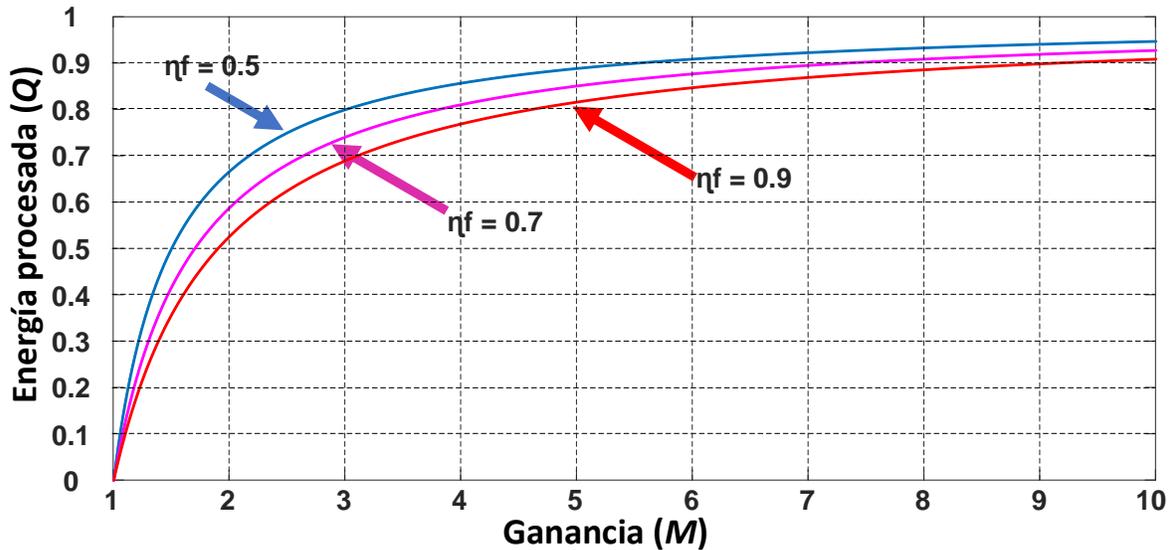


Fig. 49. Gráfico energía procesada vs ganancia.

Por otra parte, en la Fig. 50 se observa que, para ganancias grandes, la eficiencia del convertidor flyback y la eficiencia total tienden a ser iguales. Sin embargo, para ganancias pequeñas se observa que, la eficiencia total se mejora considerablemente respecto la eficiencia del convertidor flyback.

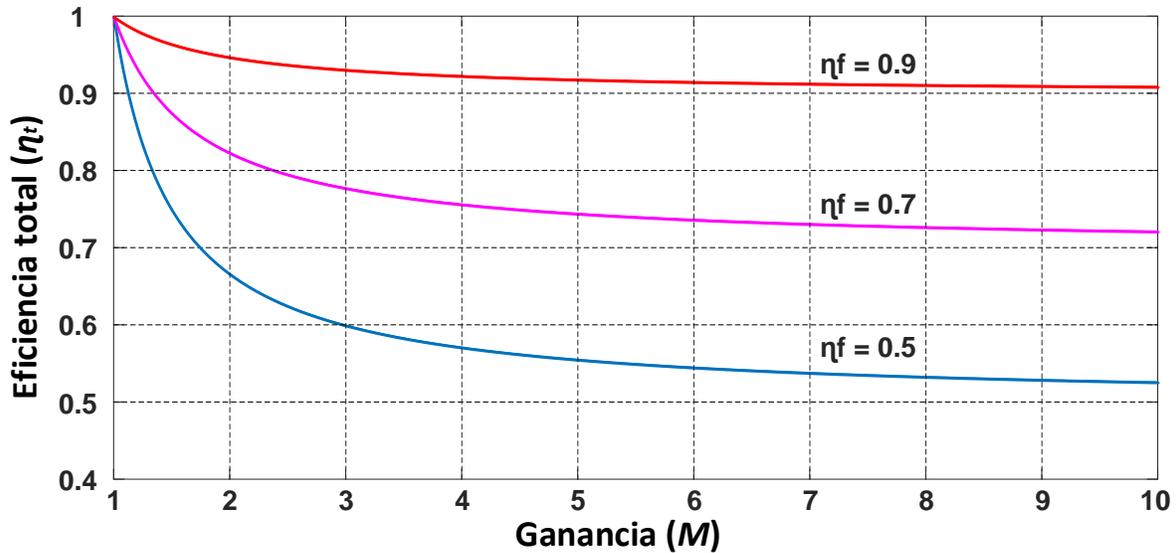


Fig. 50. Ganancia vs eficiencia total del convertidor flyback reacomodado elevador.

b) Alcances de la topología

Volviendo a las ventajas que presenta el convertidor propuesto, se agrega a la lista que tanto Q como η_t no dependen de la potencia de la carga, lo cual significa que, mientras se tenga una ganancia M pequeña, se pueden tener circuitos de grandes potencias sin aumentar la Q , agregando cargas en paralelo. Esto permitiría eliminar las limitantes de potencia del convertidor flyback aparentemente ya que el mismo convertido al reacomodarse podría manejar más potencia con la nueva configuración.

El convertidor flyback tiene límites de potencia en la implementación, los cuales están alrededor de los 80 W a 100 W, donde se llegan a obtener eficiencias entre 0.8 y 0.9, esto se debe a las limitaciones de los elementos magnéticos como el transformador. Sin embargo, si utilizamos esos límites en el flyback reacomodado siendo 100 W la potencia manejada por el flyback (P_{fi}) y suponiendo una eficiencia 0.85 con una ganancia de 2. La topología del flyback reacomodado, de acuerdo a las ecuaciones planteadas anteriormente, podría manejar una potencia total de 180 W y la eficiencia total del sistema se incrementaría a 0.91, el convertidor manejaría solamente el 55% de la energía total del sistema, además los esfuerzos de voltaje se deberían mantener iguales idealmente pese al incremento de potencia.

Los beneficios del aumento de potencia y eficiencia pueden mejorar exponencialmente si la ganancia disminuyera un poco más.

c) Comparación con otras topologías elevadoras de voltaje

Para comparar los alcances de la topología propuesta, en la Fig. 51 se muestran tres convertidores elevadores: el flyback reacomodado propuesto en este trabajo, el convertidor boost y el convertidor buck-boost; esto con el fin de observar los esfuerzos de corriente y tensión que manejan elementos como los diodos e interruptores, donde V_{Smax} es el voltaje máximo del interruptor, V_{Dmax} es el voltaje máximo en el diodo, I_{Savg} es la corriente promedio en el interruptor, I_{Davg} es la corriente promedio en el diodo, I_{Lavg} es la corriente promedio en el inductor. Estos parámetros se multiplican para comparar el comportamiento de cada convertidor y este producto se denomina simplemente VA, donde VA_S es parámetro de comparación del interruptor y VA_D es parámetro de comparación la en el diodo.

La primera ventaja que presenta el flyback reacomodado es la corriente de entrada, ya que ningún elemento procesa de forma íntegra la corriente más grande del sistema. Por otra parte, los esfuerzos de voltaje y VA son menores en el flyback reacomodado que en el buck-boost, pero son muy similares entre el boost y el flyback reacomodado.

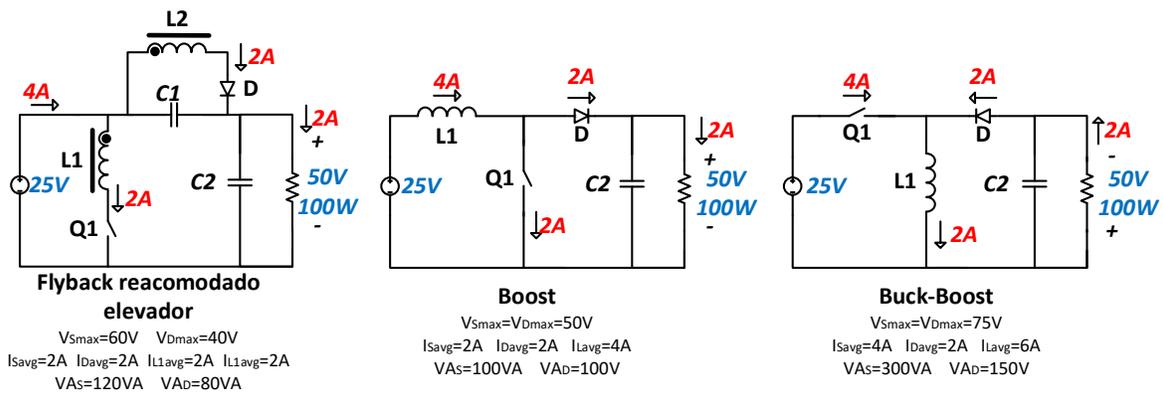


Fig. 51. Comparación de varios convertidores elevadores.

4.2.2 Análisis del convertidor flyback reacomodado elevador aplicado a TEG

Una vez analizado en comportamiento del convertidor propuesto en una aplicación general se puede proseguir a analizar el caso particular del convertidor aplicado a generadores termoeléctricos (TEG por sus siglas en inglés) el cual es el objetivo de este trabajo.

Un TEG es un dispositivo que funciona con el principio del efecto Seebeck, el cual indica que se crea un voltaje cuando dos conductores o semiconductores diferentes tienen una temperatura diferente entre ellos [88]. Sin embargo, una de las principales desventajas de los TEG es que su modelo eléctrico consta de una fuente de voltaje en serie con una resistencia inherente a su construcción. Esto hace que se tenga que tomar algunas consideraciones en el diseño del convertidor flyback reacomodado.

En la Fig. 52 se muestra el circuito del convertidor flyback reacomodado considerando la resistencia serie del modelo eléctrico del generador termoeléctrico, el cual debe ser tomado en cuenta para el nuevo análisis del circuito.

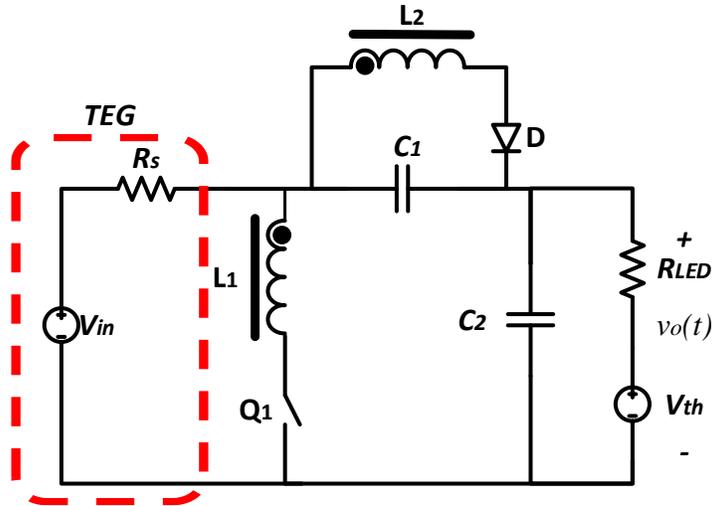


Fig. 52. Convertidor flyback reacomodado para generadores termoeléctricos.

El cambio de la resistencia serie también afectará el circuito promediado equivalente, el cual se muestra en la Fig. 53.

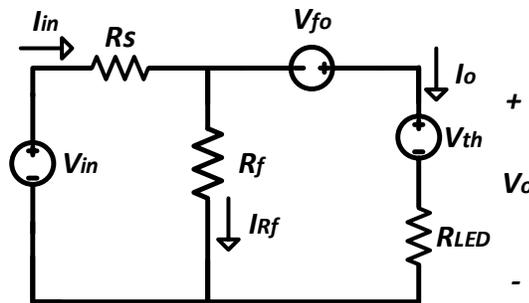


Fig. 53. Circuito equivalente.

El diagrama de flujo de potencias se muestra en la Fig. 54, dónde se presenta el diagrama del convertidor flyback convencional (a) y el convertidor propuesto (b). Como se observa, ambos se vieron afectados por la resistencia serie ya que en la mayoría de las ecuaciones se agregó un nuevo término para considerar las pérdidas de potencia en esta resistencia.

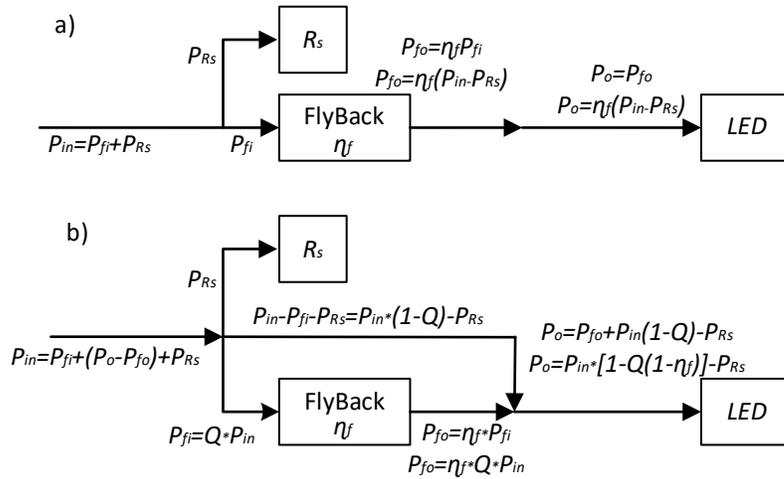


Fig. 54. Diagrama de flujo de potencia del convertidor flyback reacomodando considerando R_s .

Con las nuevas consideraciones del TEG como fuente, las ecuaciones que describen el comportamiento del circuito también cambiarán. La corriente de entrada (I_{in}) y la corriente de la resistencia del primario del convertidor flyback (I_{Rf}) ya no pueden estar en función del voltaje de entrada (V_{in}), por lo que los voltajes V_o y V_{fo} se utilizan para definirlos.

$$I_{Rf} = \frac{V_o - V_{fo}}{R_f} \quad (80)$$

$$I_{in} = I_o + I_{Rf} = I_o + \frac{V_o - V_{fo}}{R_f} \quad (81)$$

La potencia de salida promedio (P_{fo}) y la potencia de entrada promedio (P_{fi}) del convertidor flyback seguirán manteniendo las mismas relaciones que en las ecuaciones (72), (73) y (74).

Sustituyendo (73) y (74) en (72) obtiene una ecuación para R_f .

$$R_f = \frac{\eta_f (V_o - V_{fo})^2}{V_{fo} I_o} \quad (82)$$

Usando la malla exterior en el circuito equivalente en la Fig. 53 se puede obtener una expresión para calcular el valor de V_{in} .

$$V_{in} = R_s I_{in} + V_o - V_{fo} \quad (83)$$

Sustituyendo (82) en (81) y a su vez en (83), se obtuvo una ecuación cuadrática para determinar V_{fo} como una función de variables conocidas, como se muestra en (84).

$$\begin{aligned}
V_{in} + V_{fo} &= R_s \left(I_o + \frac{V_o - V_{fo}}{\frac{\eta_f (V_o - V_{fo})^2}{V_{fo} I_o}} \right) + V_o \\
V_{fo}^2 + \left(V_{in} - 2V_o + R_s I_o \left(\frac{1 - \eta_f}{\eta_f} \right) \right) V_{fo} - (V_{in} - V_o - R_s I_o) V_o &= 0 \\
V_{fo} = V_o - R_s I_o \left(\frac{1 - \eta_f}{2\eta_f} \right) - \frac{V_{in}}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{V_{in} + R_s I_o \left(\frac{1 - \eta_f}{2\eta_f} \right)}{2} \right)^2 - \frac{R_s I_o V_o}{\eta_f}} & \quad (84)
\end{aligned}$$

Con V_{fo} ya definida se puede determinar la energía procesada por el convertidor flyback con respecto a la potencia total (Q) de acuerdo al diagrama de flujo de energía de la Fig. 54 Q se puede definir como:

$$Q = \frac{P_{fi}}{P_{in} - P_{Rs}} = \frac{1}{1 + \eta_f \left(\frac{V_o}{V_{fo}} - 1 \right)} \quad (85)$$

Usando el mismo diagrama de flujo de potencia, la eficiencia total del circuito se calcula considerando la resistencia interna R_s del generador termoeléctrico, como se muestra en (86).

$$\eta_T = \frac{P_o}{P_{in} - P_{Rs}} = \frac{1}{1 + \frac{V_{fo}}{V_o} \left(\frac{1}{\eta_f} - 1 \right)} \quad (86)$$

Con las variables V_{Rf} , V_{fo} , y P_{fin} ya determinadas es posible calcular los elementos del convertidor flyback con las ecuaciones convencionales para el MCD. Dado que el convertidor flyback convencional es un circuito que ya ha sido ampliamente estudiado en la literatura, no se hará énfasis en las ecuaciones para calcular los componentes, pero se pueden consultar en [39, 45].

La ganancia del convertidor flyback (M_f) se define como:

$$M_f = \frac{V_{fo}}{V_{fi}} \quad (87)$$

Si se proponen un ciclo de trabajo (D) y un ciclo de descarga ($Desc$) para garantizar la discontinuidad en el circuito, la relación de vueltas (n) se puede obtener a partir de la ecuación de ganancia del convertidor flyback convencional como se muestra en (88).

$$n = \frac{D}{M_f \cdot Desc} \quad (88)$$

Para calcular la inductancia del primario (L_1) se toma como la potencia del inductor en un ciclo de conmutación (89) y la corriente pico del inductor primario (90).

$$P_{fi} = \frac{f_s L_1}{2} i_{pk}^2 \quad (89)$$

$$i_{pk} = \frac{V_{Rf} D T_s}{L_1} \quad (90)$$

Sustituyendo (90) en (89) se puede obtener una ecuación para el obtener el valor de L_1 , esta se puede reflejar con la relación de vueltas n para obtener la inductancia del secundario (L_2).

$$L_1 = \frac{V_{Rf}^2 D^2}{2 f_s P_{fi}} \quad (91)$$

$$L_2 = \frac{L_1}{n^2} \quad (92)$$

Finalmente, los capacitores se calcularán con respecto al voltaje, la potencia y la frecuencia a la que están trabajando como se muestra en (93) y (94).

$$C_1 = \frac{P_{f0}}{4\pi f_s V_{fo}^2 \Delta V} \quad (93)$$

$$C_2 = \frac{P_o}{4\pi f_s V_o^2 \Delta V} \quad (94)$$

4.3 Diseño, simulación e implementación del convertidor

En este capítulo se abordará el cálculo de los elementos del convertidor, la simulación en el software de Spice y el armado de la placa del circuito. Todo esto con el fin de corroborar el correcto funcionamiento de la topología y comprobar la veracidad de las ecuaciones obtenidas en el capítulo anterior.

4.3.1 Diseño del convertidor

A diferencia de una metodología convencional, el diseño del circuito propuesto se inicia en este caso comentando acerca del modelo del TEG que utiliza como fuente. Se eligió trabajar con TEGs fabricados por "Custom Thermoelectric", con número de parte 1261G-7L31-10CX1, el cual se muestra en la Fig. 55. Cada TEG utilizado tiene un voltaje de circuito abierto (V_{oc}) de 5.325 V cuando se somete a una temperatura del lado caliente de 200 ° C y 50 ° C en el lado frío. La resistencia interna de cada TEG a esa temperatura es de 1.1 Ω .

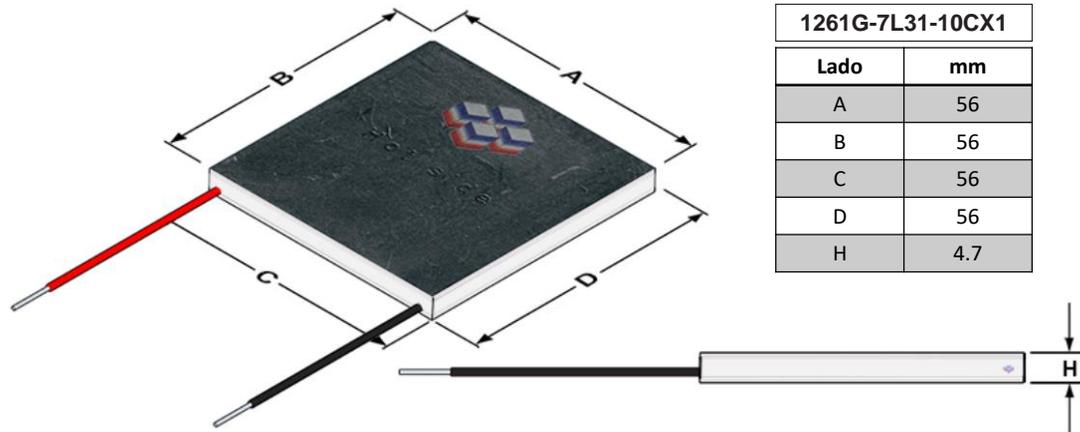


Fig. 55. Generador termoeléctrico utilizado.

Para este trabajo se utilizaron 4 TEGs conectados en serie. Por tanto, la entrada se definió como una fuente de tensión de 21.3 V (V_{in}) y una resistencia interna total en serie de 4.4 Ω (R_s). Para la carga se seleccionó una carga resistiva de 48.22 Ω que manejará una potencia de 19.29 W (P_o), alimentada con una tensión de 30.5 V (V_o).

Para el cálculo de los componentes del convertidor, se deben proponer algunos parámetros de diseño, los cuales se muestran en la Tabla 13, los cuales se escogieron para asegurar el funcionamiento del convertidor en modo de conducción discontinua.

Tabla 13. Datos usados en la implementación.

Símbolo	Parámetro	valor
R_s	Resistencia total de los TEGs	4.4 Ω
$Desc$	Ciclo de descarga	0.25
V_{in}	Voltaje entregado por los TEGs	21.3 V
P_o	Potencia de salida	19.29 W
V_o	Voltaje de salida	30.5 V
R	Resistencia de carga	48.22 Ω
f_s	Frecuencia de conmutación	100 kHz
D	Ciclo de trabajo	0.75
η_f	Eficiencia propuesta para el convertidor flyback	90 %

Partiendo de los valores de la Tabla 13, se evaluaron las variables de interés con las ecuaciones anterior mente definidas para este caso. Los resultados se muestran en la Tabla 14. Es necesario recalcar que P_{in} es la potencia de entrada proporcionada por los TEG sin considerar a P_{R_s} .

Tabla 14. Datos obtenidos de las ecuaciones.

Símbolo	Parámetro	Ecuación	Valor
---------	-----------	----------	-------

I_o	Corriente de salida	$I_o = \frac{P_o}{V_o}$ (95)	0.6325 A
M	Ganancia del convertidor	(78)	1.4315
V_{fo}	Voltaje de salida del flyback	(84)	14.959 V
R_f	Resistencia libre de pérdidas	(82)	22.975 Ω
P_{fo}	Potencia de salida del flyback	(73)	9.461 W
P_{fi}	Potencia de entrada del flyback	$P_{fi} = \frac{P_{fo}}{\eta_f}$ (96)	10.512 W
V_{Rf}	Voltaje en la resistencia libre de pérdidas	$V_{Rf} = V_o - V_{fo}$ (97)	15.541 V
I_{Rf}	Corriente en la resistencia libre de pérdidas	(80)	0.676 A
I_{in}	Corriente de entrada	(81)	1.390 A
P_{in}	Potencia de entrada del TEGs	$P_{in} = V_{in} I_{in}$ (98)	27.88 W
P_{Rs}	Potencia consumida en R_s	$P_{Rs} = I_{in}^2 R_s$ (99)	7.537 W
Q	Energía procesada por el flyback	(85)	51.67 %
M_f	Ganancia del flyback	(87)	1.034
n	Número de vueltas	(88)	3.11
$L1$	Inductor primario	(91)	64.62 μH
$L2$	Inductor secundario	(92)	6.65 μH
$P_o - P_{fo}$	Potencia entregada directamente	$P_o - P_{fo}$ (100)	9.93 W

4.3.2 Simulación Spice

En la Fig. 56 se muestra la simulación del circuito propuesto, la cual se realizó en Spice utilizando los valores de los componentes de la Tabla 14. La versión de Spice usada fue OrCAD Lite v17.2-2016. Además, también se muestran las tres partes del circuito, que son:

los TEGs representados por V_{in} y R_s ; el convertidor flyback modificado compuesto por L_1 , L_2 , S_1 , D_1 , C_1 y C_2 ; y la resistencia de carga, representada por R_o .

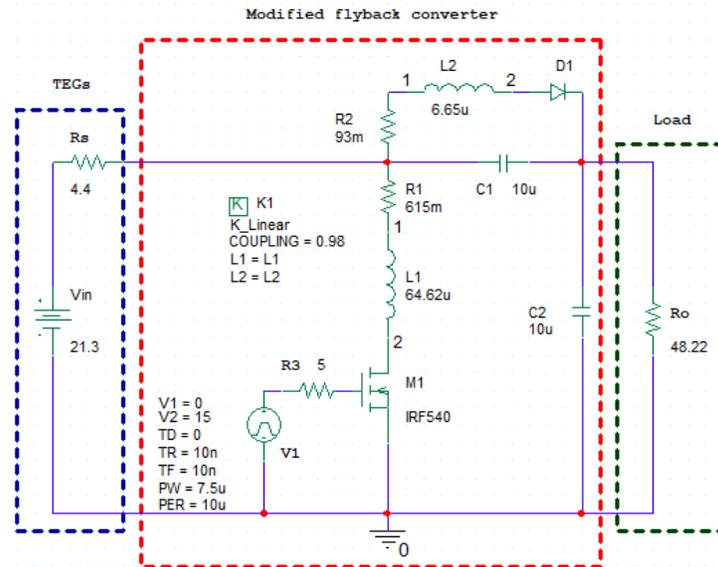


Fig. 56. Simulación del circuito propuesto en Spice.

La Fig. 57, la Fig. 58 y la Fig. 59 muestran los resultados de la simulación obtenidos en Spice. En la primera figura, las formas de onda de los voltajes de entrada y salida ($v_{in}(t)$, $v_o(t)$) se muestran en el primer gráfico; en el segundo gráfico se muestran las corrientes de entrada y salida ($i_{in}(t)$, $i_o(t)$); por último, en el gráfico del fondo se observan las corrientes de los inductores primario y secundario ($i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$). Se puede ver que el convertidor flyback funciona en modo de conducción discontinua.

La Fig. 58 muestra en el primer gráfico los voltajes de entrada y salida del convertidor flyback ($v_{fi}(t)$, $v_{fo}(t)$); en el segundo gráfico se encuentran el voltaje de salida ($v_o(t)$) y el voltaje proporcionado por los TEG ($v_{in}(t)-v_{R_s}(t)$); finalmente, la última gráfica muestra la corriente de entrada que pasa por R_s ($i_{R_s}(t)$), la corriente de los inductores primarios ($i_{L1}(t)$) y la corriente que se entrega directamente a la carga ($i_{R_s}(t)-i_{L1}(t)$). En esta imagen se observa mejor el funcionamiento del procesamiento de energía parcial y sus beneficios. El voltaje de salida ($v_o(t)$) se compone de la suma del voltaje de los TEG ($v_{in}(t)-v_{R_s}(t)$) y el voltaje de salida del convertidor flyback $v_{fo}(t)$, cada uno contribuyendo alrededor de 15 V. Esto hace que la ganancia del convertidor sea casi la unidad (0.9625). Por otra parte, en el tercer gráfico muestra cómo la corriente de entrada que fluye por R_s ($i_{R_s}(t)$) no pulsa, aunque la corriente del inductor primario ($i_{L1}(t)$) tiene la forma triangular característica del convertidor flyback convencional; esto se compensa ya que la corriente que fluye directamente a la carga es pulsante y se complementa con la corriente del inductor L_1 .

La Fig. 59 muestra las potencias promedio consumidas o aportadas por cada elemento, las cuales son: la potencia de entrada (P_{in}), la potencia consumida por R_s (P_{R_s}) y la potencia entregada por los TEGs ($P_{in}-P_{R_s}$); potencia de entrada y salida del convertidor flyback (P_{fin} ,

P_{fo}); y potencia de salida (P_o) y potencia que se entrega directamente a la carga ($P_o - P_{fo}$). En el primer gráfico se observa el comportamiento del modelo TEGs, ya que en realidad la potencia suministrada por estos serían $P_{in} - P_{R_s}$. En el segundo gráfico se puede observar la buena eficiencia en el convertidor flyback pues no reduce mucho su potencia de salida respecto la entrada. Y finalmente, el tercer gráfico muestra la potencia que no fue procesada por el convertidor flyback y que se entrega directamente a la carga que corresponde casi idealmente a los 9.83 W que se calcularon.

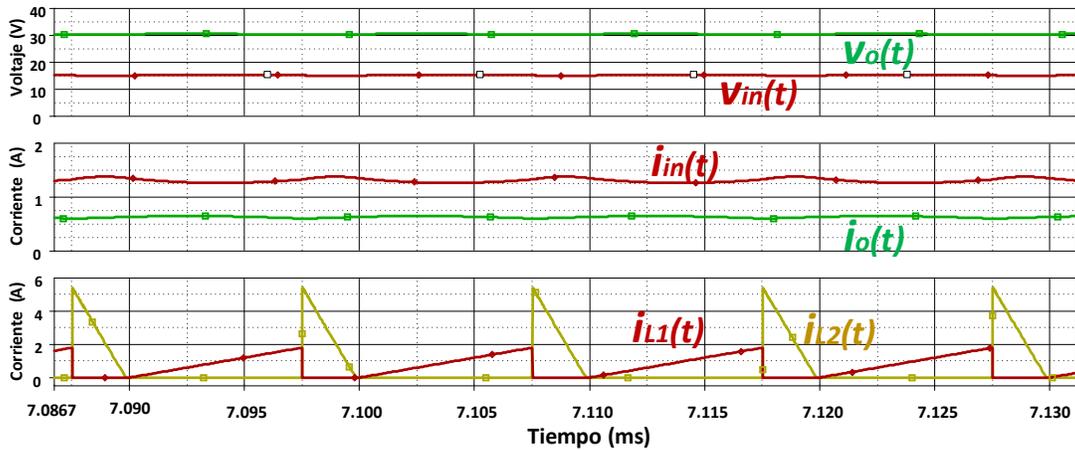


Fig. 57. Resultados de la simulación. Voltajes de entrada y salida ($v_{in}(t)$, $v_o(t)$); corrientes de entrada y salida ($i_{in}(t)$, $i_o(t)$); corrientes de los inductores primario y secundario ($i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$).

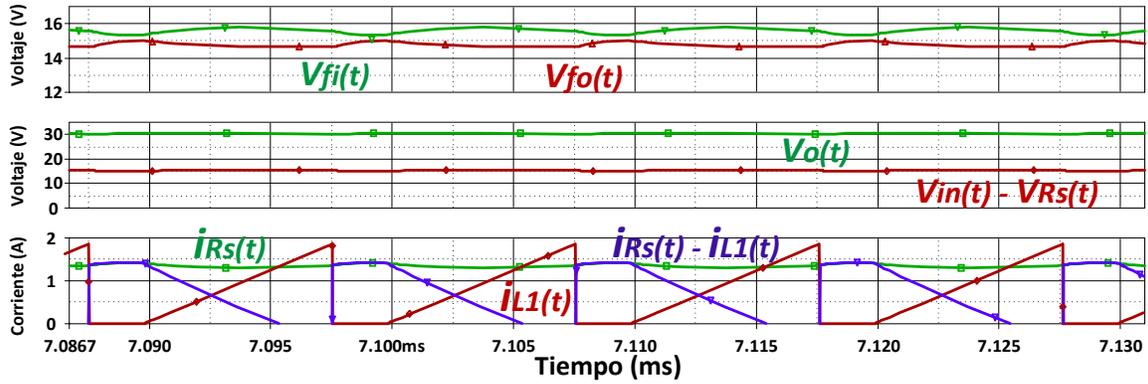


Fig. 58. Resultados de la simulación. Voltajes de entrada y salida del convertidor flyback ($v_{fi}(t)$, $v_{fo}(t)$); voltaje de salida ($v_o(t)$) y voltaje de los TEG ($v_{in}(t)-v_{R_s}(t)$); corriente de entrada que pasa por R_s ($i_{R_s}(t)$), corriente de los inductores primarios ($i_{L1}(t)$) y corriente que se entrega directamente a la carga ($i_{R_s}(t)-i_{L1}(t)$).

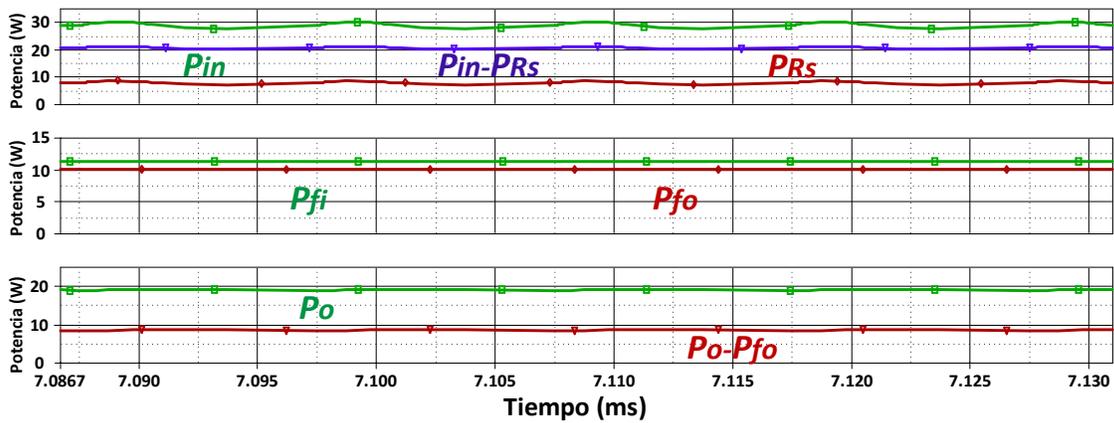


Fig. 59. Resultados de la simulación. Potencia de entrada (P_{in}), potencia consumida por R_s (P_{R_s}) y potencia entregada por los TEG ($P_{in}-P_{R_s}$); potencia de entrada y salida del convertidor flyback (P_{fi} , P_{fo}); potencia de salida (P_o) y potencia entregada directamente a la carga (P_o-P_{fo}).

4.3.3 Implementación del circuito

Para la implementación del circuito se adquirieron y construyeron los elementos necesarios del valor lo más cercano posible al calculado y que pudieran cumplir con las especificaciones de la Tabla 13 y la Tabla 14. Los componentes utilizados en la construcción del prototipo se detallan en la Tabla 15. Se utilizó un snubber para suprimir los picos de tensión del MOSFET.

Tabla 15. Componentes usados en el prototipo.

Símbolo	Parámetro	Valor
R_s	Resistencia interna de los TEGs	4.4 Ω
L_1	Inductor primario	72.995 μH
L_2	Inductor secundario	5.932 μH
	Núcleo	B66311

	Ferrita	EF20
	No. de hilos del primario	10
	No. de hilos del secundario	12
n	Relación de transformación	3.5
n_p	No. de vueltas en el primario	32
n_s	No. de vueltas en el secundario	9
	Calibre del conductor	33 awg
$C1$	Capacitor de entrada	$10 \mu F$
$C2$	Capacitor de salida	$10 \mu F$
R	Resistencia de carga	51.8Ω
$M1$	MOSFET	IRF540N
$D1$	Diodo	U1520
$R_{snubber}$	Resistencia del Snubber	55Ω
$D_{snubber}$	Diodo del Snubber	U1520
$C_{snubber}$	Capacitor del Snubber	$5 nF$

Para el diseño del PCB del circuito se utilizó el software de Altium Designer en su versión 18.0.7. La placa PCB obtenida se muestra en la Fig. 60, junto con un modelo en 3D de como quedaría la placa con los componentes utilizados.

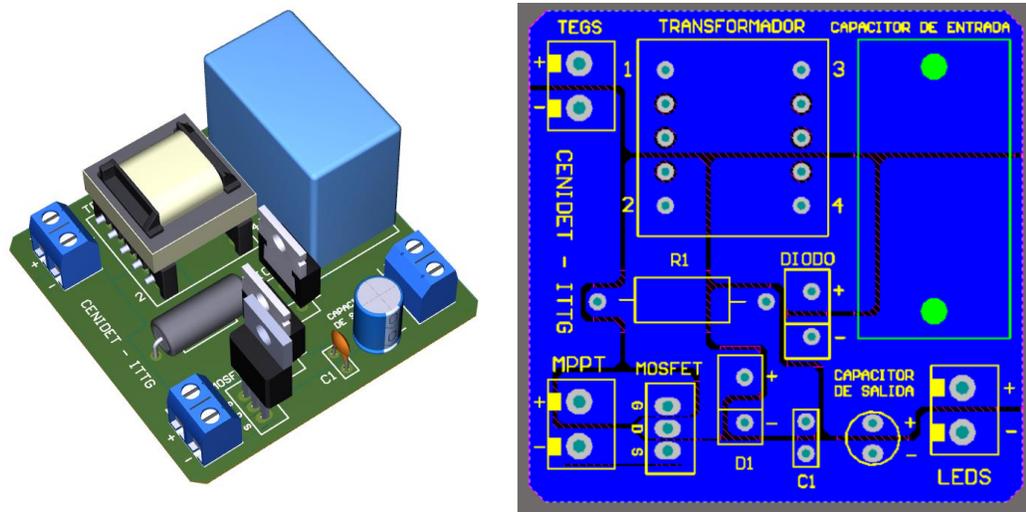


Fig. 60. Diseño del PCB del circuito propuesto.

El PCB resultante fue mandado a hacer en la empresa JLCPCB, éste se muestra en la Fig. 61.

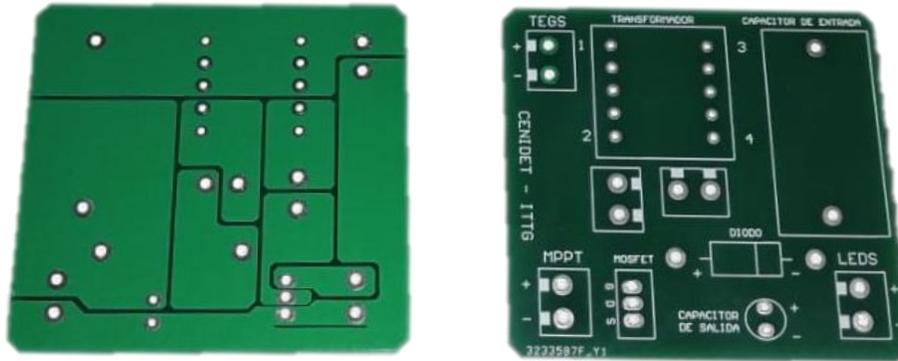


Fig. 61. PCB para el prototipo.

Por último, el prototipo experimental físico terminado se muestra en la Fig. 62. El circuito snubber tuvo que ser implementado por fuera de la placa ya que no fue contemplado desde el inicio.

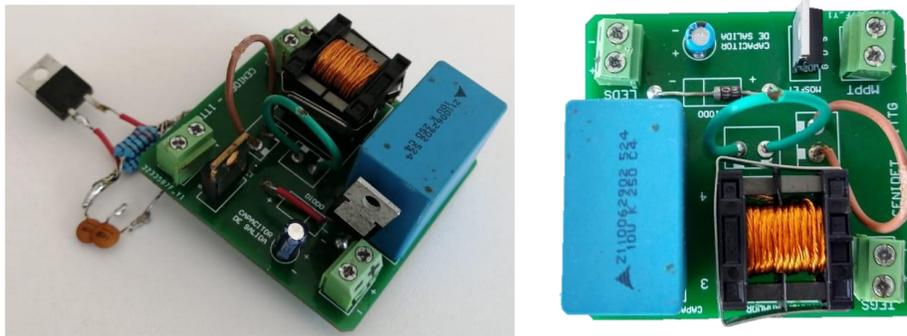


Fig. 62. Prototipo experimental del circuito.

4.4 Comparación de resultados

Para corroborar el correcto funcionamiento del convertidor se realizaron las mediciones correspondientes en el laboratorio de iluminación, en el cual se utilizó un osciloscopio Tektronix DPO5054. Los resultados de dichas mediciones, así como la comparación con los datos calculados y simulados se muestran a continuación.

4.4.1 Mediciones del circuito implementado

Para la caracterización del comportamiento del convertidor propuesto se realizaron pruebas con una fuente de voltaje y una resistencia variable para emular el comportamiento de los TEG; debido a que es difícil mantener constante una temperatura para utilizar los TEG.

La Fig. 63 muestra el gráfico obtenido a partir de las formas de onda de entrada, que son: el voltaje de entrada (V_{in}) con un valor de 21.3 V a 4.0 V/div, la corriente de entrada (I_{in}) que es 1.272 A 300 mA/div, la potencia suministrada por la fuente (P_{in}) que es de 27.09 W a 4.0 W/div y finalmente el voltaje del PWM (V_{pulse}) que es de 14.78 V a 10 V/div. En esta

figura, se puede ver como la corriente de entrada no es pulsante, a diferencia de un convertidor flyback convencional.

Para simular la resistencia interna de los TEG (R_s), un reóstato se establece en 4.4Ω . El voltaje en la resistencia (V_{R_s}) resultante es de 5.59 V a 1 V/div , la corriente a través de él (I_{in}) es de 1.256 A a 300 mA/div y la potencia consumida (P_{R_s}) es de 7.036 W a 2 W/div . Todo esto se muestra en la Fig. 64.

La Fig. 65 muestra el voltaje de salida (V_o) que es 30.71 V a 5 V/div , la corriente a través de la carga (I_o) es 605.3 mA a 300 mA / div y la potencia consumida (P_o) es 18.58 W a 4 W/div . Además, se obtuvo un rizado del 0.61% en la tensión de salida y del 0.82% en el caso de la corriente.

El voltaje de entrada en el convertidor flyback (V_{fi}) es 16.37 V a 3 V/div , la corriente promedio a través del lado primario (I_{L1}) es 701.9 mA a 500 mA/div , la corriente pico máxima es 1.64 A y el promedio de potencia de entrada en el convertidor flyback (P_{fi}) es de 11.3 W a 10 W/div , esto se ve en la Fig. 66.

Los datos de salida del convertidor flyback se muestran en la Fig. 67, el voltaje de salida del convertidor flyback (V_{fo}) es 14.76 V a 4 V/div , la corriente promedio a través del lado secundario (I_{L2}) es 681.1 mA a 2 A/div , la corriente pico máxima es de 6.6 A y la potencia de salida promedio del convertidor flyback (P_{fo}) es de 10.08 W a 25 W/div .

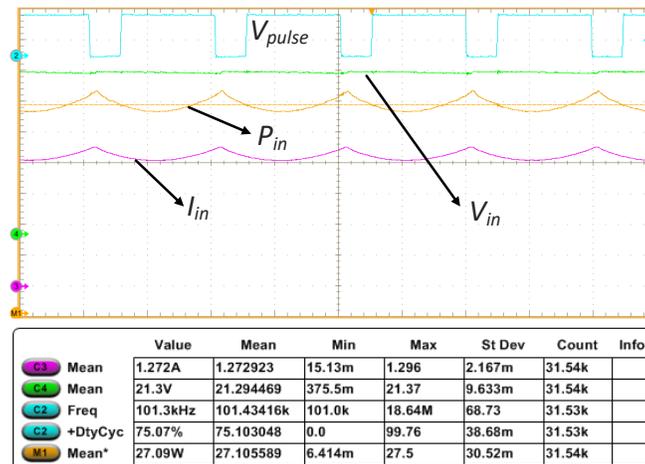


Fig. 63. Formas de onda de entrada del convertidor elevador reacomodado.

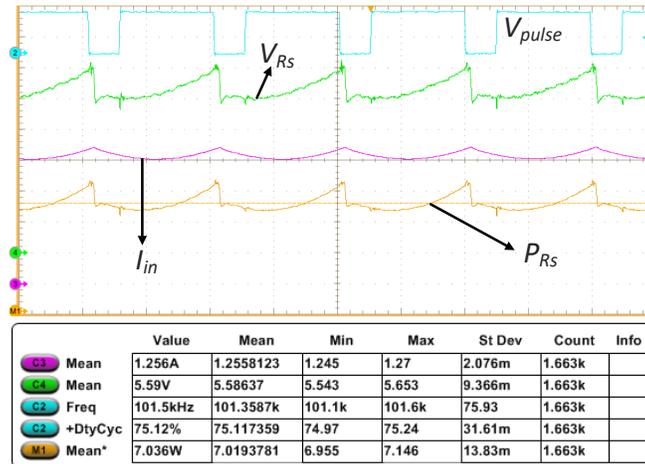


Fig. 64. Formas de onda de la Resistencia serie del convertidor elevador recomendado.

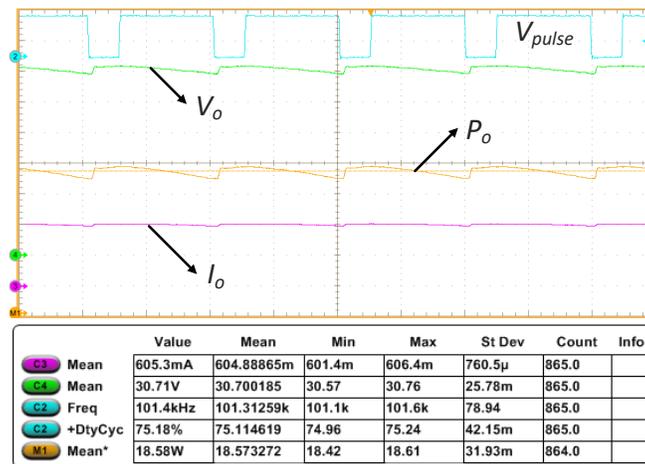


Fig. 65. Formas de onda de salida del convertidor elevador recomendado.

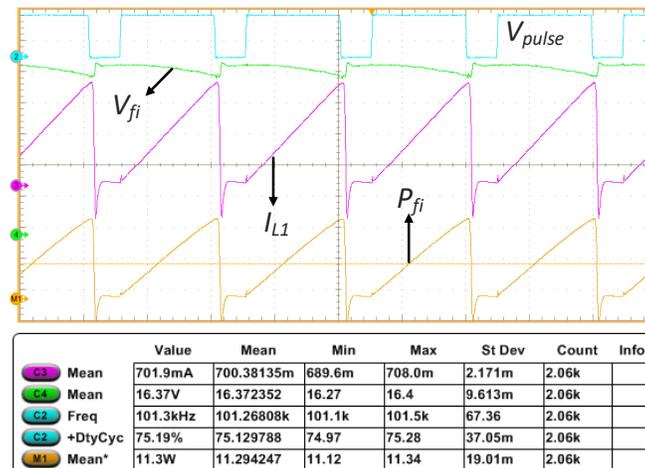


Fig. 66. Formas de onda de entrada del flyback del convertidor elevador recomendado.

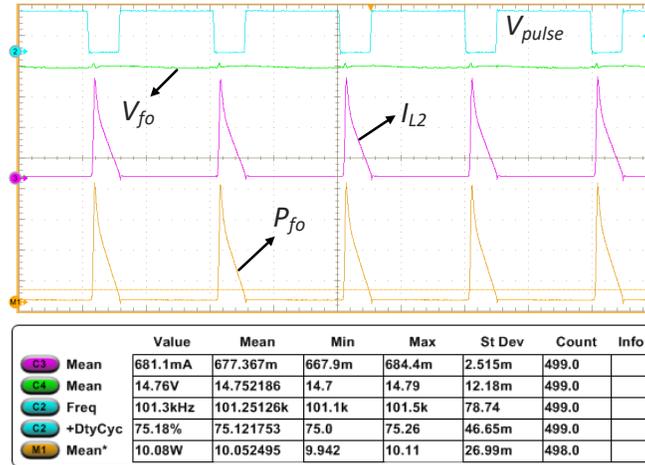


Fig. 67. Formas de onda de salida del flyback del convertidor elevador reacomodado.

Finalmente, en la Tabla 16 se muestra un comparativa con todas las variables importantes para los cálculos, simulación e implementación, las ligeras variaciones que se pueden observar son debidas a detalles de implementación como el valor de las inductancias que no son exactas o se pierden por acoplamiento.

Tabla 16. Resumen de los resultados obtenidos.

Parámetro	Ideal	PSpice	Prototipo
Voltaje de entrada V_{in}	21.3 V	21.3 V	21.3 V
Resistencia interna R_s	4.4 Ω	4.4 Ω	4.4 Ω
Corriente de entrada I_{in}	1.309 A	1.3754 A	1.272 A
Potencia de entrada P_{in}	27.88 W	29.296 W	27.09 W
Potencia consumida en R_s	7.537 W	8.4514 W	7.036 W
Inductor primario L_1	64.62 μH	64.62 μH	72.995 μH
Inductor secundario L_2	6.65 μH	6.65 μH	5.932 μH
Potencia de entrada del flyback P_{fi}	10.512 W	11.945 W	11.3 W
Potencia de salida del flyback P_{fo}	9.461 W	10.733 W	10.08 W
Carga R	48.22 Ω	48.22 Ω	51.8 Ω
Voltaje de salida V_o	30.5 V	30.514 V	30.71 V
Corriente de salida I_o	0.6325 A	0.6328 A	0.6053 A
Potencia de salida P_o	19.29 W	19.31 W	18.58 W
Potencia procesada Q	37.7 %	40.7 %	41.7 %
Eficiencia del flyback η_f	90 %	89.85 %	89.2 %
Eficiencia total del circuito η_t	94.82 %	92.638 %	92.65 %

4.4.2 Comparación de las mediciones

De forma cuantitativa, el porcentaje de error se puede ver en la Tabla 17 para cada parámetro y se hicieron 3 diferentes comparaciones el cálculo ideal con la simulación; la

simulación con el prototipo; y el cálculo ideal con el prototipo. Los mayores errores se obtuvieron en las inductancias, ya que es difícil construirlas cuando el cálculo del número de vueltas no es un número entero.

Tabla 17. Porcentajes de error.

Parámetro	Ideal-PSpice	PSpice-Prototipo	Ideal-Prototipo
Voltaje de entrada V_{in}	N/A	N/A	N/A
Resistencia interna R_s	N/A	N/A	N/A
Corriente de entrada I_{in}	5.1%	7.5%	2.8%
Potencia de entrada P_{in}	5.1%	7.5%	2.8%
Potencia consumida en R_s	12.1%	16.7%	6.6%
Inductor primario L_1	0.0%	13.0%	13.0%
Inductor secundario L_2	0.0%	10.8%	10.8%
Potencia de entrada del flyback P_{fi}	13.6%	5.4%	7.5%
Potencia de salida del flyback P_{fo}	13.4%	6.1%	6.5%
Carga R	0.0%	7.4%	7.4%
Voltaje de salida V_o	0.0%	0.6%	0.7%
Corriente de salida I_o	0.0%	4.3%	4.3%
Potencia de salida P_o	0.1%	3.8%	3.7%
Potencia procesada Q	10.9%	1.7%	9.0%
Eficiencia del flyback η_f	0.2%	0.7%	0.9%
Eficiencia total del circuito η_t	2.3%	0.0%	2.3%

Existen diferentes referencias que presentan resultados similares a este trabajo. Por ejemplo, la referencia [113] presenta una eficiencia del 92.6% para una potencia de entrada de 30 W utilizando un convertidor buck-boost con una técnica de medición de voltaje en circuito abierto. La referencia [100] muestra una eficiencia del 88.7% para una potencia de entrada de 30 W utilizando un convertidor boost con técnica de Conductancia Incremental. La referencia [101] presenta una eficiencia del 90.1% para una potencia de entrada de 24 W utilizando un convertidor flyback con técnica de Conductancia Incremental. Este artículo muestra una eficiencia del 92.6 % para una potencia de entrada de 20 W utilizando el convertidor flyback propuesto con un ciclo de trabajo constante del 75 %.

4.5 Conclusiones

Este capítulo presenta un análisis de un convertidor que se basa en una variante del convertidor flyback y se piensa utilizar en aplicaciones de recolección de energía a partir de generadores termoeléctricos, brindando ventajas como procesamiento parcial de energía y menor tensión y corriente en los componentes del convertidor. Se construyó un prototipo que entregó 18 W con carga resistiva y tuvo una eficiencia del 92.65%.

Se verificó la principal ventaja de este convertidor, que es el procesamiento parcial de potencia, ya que el 56.34% (11.3 W) de la energía fue procesada por el convertidor flyback mientras que el 43.66% (8.7 W) de la energía se entrega directamente a carga. Como en este reordenamiento el convertidor flyback procesa menos energía, se obtuvo que el voltaje en los componentes es menor que en un flyback convencional. El voltaje de salida del convertidor flyback (V_{fo}) fue de 14.959 V que es solo una parte del voltaje de salida (V_o) que es de 30.5 V. Además, esta operación permite que la eficiencia del convertidor propuesto sea siempre superior a la del convencional convertidor flyback. Si solo se considera la eficiencia del convertidor flyback (η_f), ésta es del 89.2%. Sin embargo, la eficiencia del sistema completo (η_s) gracias al reordenamiento de los elementos es del 92.65%. Las principales desventajas del convertidor son que no tiene aislamiento magnético, es solo una topología elevadora, además de que las mejores características las presenta solamente a ganancias pequeñas.

Para futuros trabajos se espera implementar una técnica de control de Seguimiento del Punto de Máxima Potencia para el convertidor propuesto.

Por último se logró publicar el artículo [114] en la revista MDPI Electronics. En el cual se plasmó lo expuesto en este capítulo.

Conclusiones generales

Conclusiones

A lo largo de este trabajo se buscó solucionar problemas presentados por convertidores, tanto CD-CD como CA-CD, debido a el surgimiento de nuevas tecnologías donde las prioridades del circuito van en función de la eficiencia. En cuanto a los convertidores CD-CD, algunas veces los convertidores básicos no son suficientes, pues la eficiencia se ve afectada por el alto estrés eléctrico causado por ciclos de trabajo muy grandes y tiempos de apagado que limitan la frecuencia de conmutación. En cuanto a los convertidores CA-CD estos tienen el problema de que requieren dos etapas para conseguir la CFP y regular el voltaje de salida, afectando de igual forma la eficiencia total del sistema.

En este trabajo se buscan nuevos convertidores que se enfoquen en la forma en que se procesa la energía con el fin de mejorar la eficiencia sin descuidar los demás aspectos importantes del convertidor.

A lo largo de este trabajo se logró desarrollar 3 circuitos de los cuales; el primero sirvió para determinar el comportamiento de un convertidor flyback con una carga LED y una carga resistiva, se logró demostrar que existen diferencias en cuanto a los rizados de corriente y voltaje y se determinaron ecuaciones para cuantificar las diferencias entre estos rizados.

Partiendo de los resultados obtenidos del análisis del primer circuito, se obtuvieron dos circuitos nuevos los cuales surgieron a partir del reacomodo de los elementos del convertidor flyback.

El primer circuito nuevo fue un convertidor reductor de voltaje que se utilizó como fuente de alimentación para un LED conectado a la línea; mientras que el segundo, fue un circuito elevador que fue pensado para ser alimentado por un generador termoeléctrico. Durante el desarrollo de ambos circuitos se hizo énfasis en la aplicación del R^2P^2 y se obtuvo un estado del arte sobre los mismos.

Se demostró experimentalmente que es posible implementar el R^2P^2 físicamente con resultados satisfactorios, ya que en los circuitos propuestos se logró procesar solamente el 63% y el 56% de la energía total de cada circuito. También se obtuvieron eficiencias aceptables en ambos circuitos de 89% y 92% respectivamente a pesar de las dificultades de la implementación.

Los circuitos presentados también presentaron algunas desventajas tales como, la falta de aislamiento galvánico el cual desde un inicio se sacrificó para obtener otros beneficios; además de que el uso de las topologías que apliquen el R^2P^2 limita la capacidad de regulación dinámica rápida, lo cual limita esta familia de soluciones a aplicaciones con una carga constante.

En cuanto al convertidor CA-CD reductor que debía de cumplir con criterios extra se concluyó que contada con características suficientes para pasar los estándares del FIDE, pues se obtuvieron un $THDi$ aceptable de 21.7% y un factor de potencia de 0.96 .

Por último, se obtuvo una ecuación en el capítulo 2 capaz de determinar de manera precisa el capacitor necesario a la salida de un convertidor flyback tomando en cuenta el rizo de voltaje o de corriente de baja frecuencia.

Todas estas aportaciones plasmadas y resultados obtenidos en cada uno de los capítulos presentados se publicaron en 3 artículos de revistas indexadas [13, 85, 114] aunque solamente 2 de ellos fueron tomados en cuenta por el comité como resultado directo del trabajo doctoral.

Trabajos futuros

Como trabajos futuros, se pueden evaluar configuraciones más complejas del convertidor *flyback*, existen variaciones que presentan mejor desempeño a costa de un mayor número de componentes. Como ejemplo se tiene el circuito mostrado en la Fig. 68 es una variante del convertidor propuesto en el capítulo 3 sin embargo se le agrega un puerto adicional como el visto en [73], el cual sirve para eliminar el rizo de baja frecuencia de voltaje y corriente en la carga.

De igual manera los circuitos presentados en este trabajo fueron implementados todos con una potencia relativamente baja, por lo que es recomendable corroborar el comportamiento de las topologías a potencias más grandes ya que con el principio del R²P² en teoría es posible llevar a un convertidor flyback más allá de los límites de potencia que tiene.

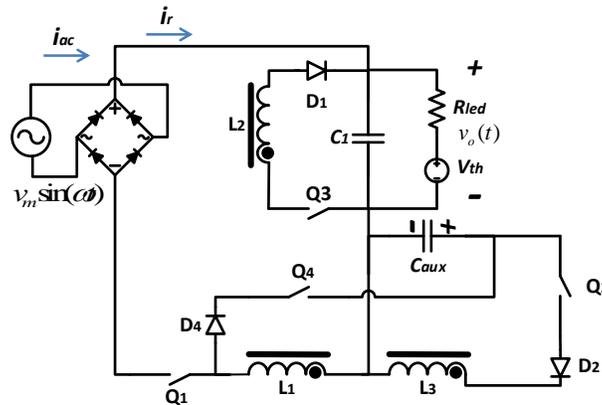


Fig. 68. Circuito propuesto para un trabajo futuro.

Referencias

- [1] H. Matsuo and K. Harada, "The Cascade Connection of Switching Regulators," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-12, no. 2, pp. 192-198, 1976.
- [2] I. A. R. Portillo, J. A. M. Saldaña, E. M. N. Huerta, E. R. P. Hernández, S. R. M. Elizondo, and E. R. Sánchez, "Design of a DC Transformerless Step-Down Regulator," in *2021 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, 2021, vol. 5, pp. 1-6.
- [3] I. A. Reyes-Portillo, J. A. Morales-Saldaña, E. M. Netzahuatl-Huerta, E. R. Palacios-Hernández, and S. R. Méndez-Elizondo, "Modeling of a Quadratic Buck Converter Based on the R2P2 Concept for PV Applications," in *2020 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, 2020, vol. 4, pp. 1-6.
- [4] C. G. Zogogianni, E. C. Tatakis, and V. Porobic, "Investigation of a Non-isolated Reduced Redundant Power Processing DC/DC Converter for High-Power High Step-Up Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 6, pp. 5229-5242, 2019.
- [5] S. A. Gorji, A. Mostaan, and M. Ektesabi, "A Comparative Study on PFC Bridgeless Flyback and SEPIC AC-DC Rectifiers Operating in DCM and BCM," in *2019 IEEE 4th International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*, 2019, pp. 1-6.
- [6] P. Antoszczuk, R. G. Retegui, and G. Uicich, "Interleaved Boundary Conduction Mode Versus Continuous Conduction Mode Magnetic Volume Comparison in Power Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 12, pp. 8037-8041, 2016.
- [7] J. Morales, R. Loera, and J. L., "Modelado en graficas de flujo de senales de convertidores conmutados con procesamiento de potencia redundante," presented at the Congreso Nacional de Control Automatico A.M.C.A, Nuevo León, Octubre 2007,
- [8] J. A. Morales-Saldana, E. E. C. Gutierrez, and J. Leyva-Ramos, "Modeling of switch-mode dc-dc cascade converters," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 38, no. 1, pp. 295-299, 2002.
- [9] E. H. Ismail, M. A. Al-Saffar, A. J. Sabzali, and A. A. Fardoun, "A Family of Single-Switch PWM Converters With High Step-Up Conversion Ratio," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 55, no. 4, pp. 1159-1171, 2008.
- [10] G. R. Walker and P. C. Sernia, "Cascaded DC-DC converter connection of photovoltaic modules," in *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)*, 2002, vol. 1, pp. 24-29 vol.1.
- [11] C. K. Tse, "Zero-order switching networks and their applications to power factor correction in switching converters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 44, no. 8, pp. 667-675, 1997.
- [12] M. H. L. Chow, C. K. Tse, and L. Yim-Shu, "An efficient PFC voltage regulator with reduced redundant power processing," in *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record. (Cat. No.99CH36321)*, 1999, vol. 1, pp. 87-92 vol.1.
- [13] D. Salazar-Pérez, M. Ponce-Silva, J. A. Aquí-Tapia, J. García-Guzmán, and J. H. Pérez-Cruz, "Effects of the LED modelling on the output capacitance of power converters," *IET Power Electronics*, vol. 13, no. 15, pp. 3467-3474 Available: <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2020.0181>
- [14] D. Camponogara, G. F. Ferreira, A. Campos, M. A. D. Costa, and J. Garcia, "Offline LED Driver for Street Lighting With an Optimized Cascade Structure," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 6, pp. 2437-2443, 2013.

- [15] 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.
- [16] J. Sebastian, P. Villegas, F. Nubo, O. Garcia, and J. Arau, "Improving dynamic response of power factor preregulators by using two-input high-efficient post-regulators," in *PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1996, vol. 2, pp. 1818-1824 vol.2.
- [17] J. Sebastian, P. Villegas, M. M. Hernando, and S. Ollero, "Improving dynamic response of power factor correctors by using series-switching post-regulator," in *APEC '98 Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1998, vol. 1, pp. 441-446 vol.1.
- [18] C. K. Tse and M. H. L. Chow, "A theoretical examination of the circuit requirements of power factor correction," in *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No.98CH36196)*, 1998, vol. 2, pp. 1415-1421 vol.2.
- [19] C. K. Tse and M. H. L. Chow, "Theoretical study of switching power converters with power factor correction and output regulation," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 47, no. 7, pp. 1047-1055, 2000.
- [20] C. K. Tse and M. H. L. Chow, "Classification and derivation of switching power converters with power factor correction and output regulation," in *Proceedings IPEMC 2000. Third International Power Electronics and Motion Control Conference (IEEE Cat. No.00EX435)*, 2000, vol. 2, pp. 574-577 vol.2.
- [21] C. K. Tse, M. H. L. Chow, and M. K. H. Cheung, "A family of PFC voltage regulator configurations with reduced redundant power processing," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 6, pp. 794-802, 2001.
- [22] C. K. Tse, M. H. L. Chow, and M. K. H. Cheung, "Reduced redundant power processing (R/sup 2/P/sup 2/) PFC voltage regulators: circuit synthesis and control," in *2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37018)*, 2000, vol. 2, pp. 825-830 vol.2.
- [23] R. Velasco-Reyes, R. Loera-Palomo, M. A. Rivero-Corona, F. S. Sellschopp-Sánchez, and J. A. Morales-Saldaña, "Three-phase converter based on reduced redundant power processing concept," in *2017 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, 2017, pp. 1-6.
- [24] M. K. H. Cheung, M. H. L. Chow, and C. K. Tse, "A 1-kW isolated noncascaded boost buck-boost AC/DC PFC power supply based on reduced redundant power processing principle," in *24th Annual International Telecommunications Energy Conference*, 2002, pp. 619-626.
- [25] J. A. Morales-Saldana, R. Loera-Palomo, E. Palacios-Hernández, and J. L. Gonzalez-Martinez, "Modelling and control of a DC-DC quadratic boost converter with R² P²," *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 1, pp. 11-22, 2014.
- [26] C. G. Zogogianni, E. C. Tatakis, and M. S. Vekic, "Non-Isolated Reduced Redundant Power Processing DC/DC Converters: A Systematic Study of Topologies With Wide Voltage Ratio for High-Power Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 9, pp. 8491-8502, 2019.
- [27] R. M. Nasiri and Z. Wang, "Perceptual aliasing factors and the impact of frame rate on video quality," in *2017 IEEE International Conference on Image Processing (ICIP)*, Beijing, China 2017, pp. 3475-3479.
- [28] J. Jang, S. Im, and H. Lee, "Intentional Aliasing Method to Improve Sub-Nyquist Sampling System," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 66, no. 12, pp. 3311-3326, 2018.

- [29] F. Papenfuss and D. Timmermann, "Alias-Free Periodic Signal Analysis using Efficient Rate Nonuniform Sampling Sets," in *2007 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing - ICASSP '07*, Honolulu, HI, USA 2007, vol. 3, pp. III-1497-III-1500.
- [30] T. Witelski and M. Bowen, *Methods of Mathematical Modelling*, 1 ed. (Springer Undergraduate Mathematics Series). Switzerland Springer International Publishing, 2015, pp. XVIII, 305.
- [31] M. Kuhn and K. Johnson, *Applied Predictive Modeling*, 1 ed. New York: Springer-Verlag New York, 2013, pp. XIII, 600.
- [32] H. Saad *et al.*, "Dynamic Averaged and Simplified Models for MMC-Based HVDC Transmission Systems," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 28, no. 3, pp. 1723-1730, 2013.
- [33] M. T. Bina and A. K. S. Bhat, "Averaging Technique for the Modeling of STATCOM and Active Filters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 723-734, 2008.
- [34] S. Chiniforoosh, J. Jatskevich, V. Dinavahi, R. Iravani, J. A. Martinez, and A. Ramirez, "Dynamic average modeling of line-commutated converters for power systems applications," in *2009 IEEE Power & Energy Society General Meeting*, Calgary, AB, Canada, 2009, pp. 1-8.
- [35] P. T. Krein, J. Bentsman, R. M. Bass, and B. L. Lesieutre, "On the use of averaging for the analysis of power electronic systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 5, no. 2, pp. 182-190, 1990.
- [36] H. J. Chiu, H. M. Huang, H. T. Yang, and S. J. Cheng, "An improved single-stage Flyback PFC converter for high-luminance lighting LED lamps," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 36, no. 2, pp. 205-210, 2008.
- [37] H. J. Chiu and S. J. Cheng, "Design considerations of an SEPIC PFC converter for driving multiple lighting LED lamps," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 37, no. 8, pp. 928-940, 2009.
- [38] K. H. Leung, C. S. Wong, K. H. Loo, Y. M. Lai, and M. H. L. Chow, "Elimination of electrolytic capacitor through high-voltage driving of LED aided by third-order harmonic current injection," in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Vienna, Austria 2013, pp. 6058-6062.
- [39] 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-DC Drivers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 3, pp. 592-601, 2010.
- [40] X. Ruan, B. Wang, K. Yao, and S. Wang, "Optimum Injected Current Harmonics to Minimize Peak-to-Average Ratio of LED Current for Electrolytic Capacitor-Less AC-DC Drivers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 7, pp. 1820-1825, 2011.
- [41] J. C. W. Lam and P. K. Jain, "Isolated AC/DC Offline High Power Factor Single-Switch LED Drivers Without Electrolytic Capacitors," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 3, pp. 679-690, 2015.
- [42] 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, no. 2, pp. 943-955, 2015.
- [43] L. Gu, X. Ruan, M. Xu, and K. Yao, "Means of Eliminating Electrolytic Capacitor in AC/DC Power Supplies for LED Lightings," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 5, pp. 1399-1408, 2009.
- [44] L. Wang, B. Zhang, D. Qiu, and L. Wang, "A novel flicker-free AC-DC LED driver without electrolytic capacitor," in *2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Toronto, ON, Canada 2017, pp. 370-375.

- [45] 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*, Phoenix, AZ, USA 2011, pp. 2318-2325.
- [46] K. W. Lee, Y. H. Hsieh, and T. J. Liang, "A current ripple cancellation circuit for electrolytic capacitor-less AC-DC LED driver," in *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, USA 2013, pp. 1058-1061.
- [47] Energy Star, 2009. Program Requirements for Solid State Lighting Luminaires Eligibility Criteria Version 1.2.
- [48] Electromagnetic compatibility, Part 3, Section 2. Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase), IEC 61000-3-2, 2005.
- [49] Z. Dong, C. K. Tse, and S. Y. R. Hui, "Circuit Theoretic Considerations of LED Driving: Voltage-Source Versus Current-Source Driving," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 5, pp. 4689-4702, 2019.
- [50] K. Górecki and P. Ptak, "Modelling LED lamps in SPICE with thermal phenomena taken into account," *Microelectronics Reliability*, vol. 79, pp. 440-447, 2017/12/01/ 2017.
- [51] K. Górecki and P. Ptak, "New dynamic electro-thermo-optical model of power LEDs," *Microelectronics Reliability*, vol. 91, pp. 1-7, 2018/12/01/ 2018.
- [52] A. Jha and B. Singh, "Zeta converter for power quality improvement for multi-string LED driver," in *2016 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Portland, OR, USA 2016, pp. 1-8.
- [53] A. Jha and B. Singh, "Power quality improvement using CSC converter for high power LED driver," in *2016 IEEE 6th International Conference on Power Systems (ICPS)*, New Delhi, India 2016, pp. 1-6.
- [54] K. Park, B. Seo, K. Kang, and E. Nho, "An AC-DC Power Converter for Electrolytic Capacitor-less LED Driver with High Luminous Efficacy," in *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, Niigata, Japan 2018, pp. 922-926.
- [55] K. P. Reshma, R. Sreenath, and N. Pai, "Design and implementation of an isolated switched-mode power supply for led application," in *2016 International Conference on Computation of Power, Energy Information and Commuincation (ICCPEIC)*, Chennai, India 2016, pp. 459-461.
- [56] Y. Gao, L. Li, and P. K. T. Mok, "An AC Input Switching-Converter-Free LED Driver With Low-Frequency-Flicker Reduction," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 52, no. 5, pp. 1424-1434, 2017.
- [57] P. C. V. Luz, M. R. Cosetin, P. E. Bolzan, T. Maboni, and R. N. d. Prado, "A family of insulated integrated drivers to feed LED's lamps to street lighting with reduced capacitances," in *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Buzios, Brazil 2015, pp. 1154-1158.
- [58] P. C. V. Luz, P. E. Bolzan, A. L. Kirsten, and R. N. d. Prado, "Isolated topologies family for street lighting using LED as source light," in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Florence, Italy 2016, pp. 3451-3457.
- [59] D. Gacio, J. M. Alonso, A. J. Calleja, J. Garcia, and M. Rico-Secades, "A Universal-Input Single-Stag2e High-Power-Factor Power Supply for HB-LEDs Based on Integrated Buck-Flyback Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 589-599, 2011.
- [60] J. M. Alonso, J. Vina, D. G. Vaquero, G. Martinez, and R. Osorio, "Analysis and Design of the Integrated Double Buck-Boost Converter as a High-Power-Factor Driver for Power-LED Lamps," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 4, pp. 1689-1697, 2012.
- [61] 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, no. 7, pp. 3841-3851, 2015.
- [62] D. Salazar-Pérez, M. Ponce-Silva, J. A. Aqui-Tapia, J. García-Guzmán, and J. H. Pérez-Cruz, "Effects of the LED modelling on the output capacitance of power converters," *IET Power Electronics*, vol. 13, no. 15, pp. 3467-3474, 2020.
- [63] Energy Efficiency and Renewable Energy Information Center, Lifetime of White LEDs. Washington, DC, USA: U.S. Department of Energy, Sep. 2009. [Online]. Available: http://apps1.eere.energy.gov/buildings/publications/pdfs/ssl/lifetime_white_leds.pdf.
- [64] (2008). *ENERGY STAR® Program Requirements for Solid State Lighting Luminaires*. Available: https://www.energystar.gov/ia/partners/product_specs/program_reqs/SSL_prog_req_V1.1.pdf
- [65] X. Ruan, B. Wang, K. Yao, and S. Wang, "Optimum Injected Current Harmonics to Minimize Peak-to-Average Ratio of LED Current for Electrolytic Capacitor-Less AC-DC Drivers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 7, pp. 1820-1825, 2011.
- [66] Y. Qiu, L. Wang, H. Wang, Y. F. Liu, and P. C. Sen, "Bipolar Ripple Cancellation Method to Achieve Single-Stage Electrolytic-Capacitor-Less High-Power LED Driver," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 3, pp. 698-713, 2015.
- [67] L. Han and N. Narendran, "An Accelerated Test Method for Predicting the Useful Life of an LED Driver," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 8, pp. 2249-2257, 2011.
- [68] G. M. Buiatti, S. M. A. Cruz, and A. J. M. Cardoso, "Lifetime of Film Capacitors in Single-Phase Regenerative Induction Motor Drives," in *2007 IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2007*, pp. 356-362.
- [69] C. P. Delgado-Antillón, J. A. Morales-Saldaña, R. Peña-Gallardo, E. Moreno-Basaldua, and R. Loera-Palomo, "Optimized design of a quadratic boost converter based on the R2P2 principle," in *2016 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC), 2016*, pp. 1-6.
- [70] 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, no. 1, pp. 127-137, 2013.
- [71] 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.
- [72] W. Qi, S. Li, H. Yuan, S. Tan, and S. Hui, "High-Power-Density Single-Phase Three-Level Flying-Capacitor Buck PFC Rectifier," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 11, pp. 10833-10844, 2019.
- [73] W. Chen and S. Y. R. Hui, "Elimination of an Electrolytic Capacitor in AC/DC Light-Emitting Diode (LED) Driver With High Input Power Factor and Constant Output Current," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1598-1607, 2012.
- [74] J. A. Morales-Saldaña, R. Loera-Palomo, E. Palacios-Hernández, and J. L. González-Martínez, "Modelling and control of a DC-DC quadratic boost converter with R2P2," *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 1, pp. 11-22, 2014.
- [75] S. Wang, X. Ruan, K. Yao, S. C. Tan, Y. Yang, and Z. Ye, "A Flicker-Free Electrolytic Capacitor-Less AC-DC LED Driver," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4540-4548, 2012.
- [76] J. He, X. Ruan, and L. Zhang, "Adaptive Voltage Control for Bidirectional Converter in Flicker-Free Electrolytic Capacitor-Less AC-DC LED Driver," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 1, pp. 320-324, 2017.

- [77] L. Zhang, X. Ruan, and X. Ren, "One-Cycle Control for Electrolytic Capacitor-Less Second Harmonic Current Compensator," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 2, pp. 1724-1739, 2018.
- [78] 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, no. 10, pp. 5508-5517, 2014.
- [79] Y. Ni, S. Pervaiz, M. Chen, and K. K. Afridi, "Energy Density Enhancement of Stacked Switched Capacitor Energy Buffers Through Capacitance Ratio Optimization," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 8, pp. 6363-6380, 2017.
- [80] M. Chen, Y. Ni, C. Serrano, B. Montgomery, D. Perreault, and K. Afridi, "An electrolytic-free offline LED driver with a ceramic-capacitor-based compact SSC energy buffer," in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014, pp. 2713-2718.
- [81] Y. Tang and F. Blaabjerg, "Power decoupling techniques for single-phase power electronics systems — An overview," in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, pp. 2541-2548.
- [82] Z. Qin, Y. Tang, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, "Benchmark of AC and DC Active Power Decoupling Circuits for Second-Order Harmonic Mitigation in Kilowatt-Scale Single-Phase Inverters," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 15-25, 2016.
- [83] L. Zhang and X. Ruan, "Control Schemes for Reducing Second Harmonic Current in Two-Stage Single-Phase Converter: An Overview From DC-Bus Port-Impedance Characteristics," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 10, pp. 10341-10358, 2019.
- [84] Y. Tang, F. Blaabjerg, P. C. Loh, C. Jin, and P. Wang, "Decoupling of Fluctuating Power in Single-Phase Systems Through a Symmetrical Half-Bridge Circuit," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 4, pp. 1855-1865, 2015.
- [85] M. Ponce-Silva *et al.*, "Flyback Converter for Solid-State Lighting Applications with Partial Energy Processing," *Electronics*, vol. 10, p. 60, Dec 2020.
- [86] S. Lv *et al.*, "Study of different heat exchange technologies influence on the performance of thermoelectric generators," *Energy Conversion and Management*, vol. 156, pp. 167-177, 2018.
- [87] K. Sudharshan, V. P. Kumar, and H. C. Barshilia, "Performance evaluation of a thermally concentrated solar thermo-electric generator without optical concentration," *Solar Energy Materials Solar Cells*, vol. 157, pp. 93-100, 2016.
- [88] A. L. O. Maran, N. C. Henao, E. A. Silva, L. Schaeffer, and O. H. A. Junior, "Use of the seebeck effect for energy harvesting," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 14, no. 9, pp. 4106-4114, 2016.
- [89] A. Datas and A. Martí, "Thermophotovoltaic energy in space applications: Review and future potential," *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 161, pp. 285-296, 2017.
- [90] Q. Cao, W. Luan, and T. Wang, "Performance enhancement of heat pipes assisted thermoelectric generator for automobile exhaust heat recovery," *Applied Thermal Engineering*, vol. 130, pp. 1472-1479, 2018.
- [91] T. K. Kumar, S. A. Kumar, K. K. Ram, K. R. Goli, and V. S. Prasad, "Analysis of thermo electric generators in automobile applications," *Materials Today: Proceedings*, 2020.
- [92] K. Sornek, M. Filipowicz, M. Żołądek, R. Kot, and M. Mikrut, "Comparative analysis of selected thermoelectric generators operating with wood-fired stove," *Energy*, vol. 166, pp. 1303-1313, 2019.
- [93] Z. M. Dalala, Z. S. Hamdan, H. Al-Taani, M. Al-Addous, and A. Albatayneh, "Battery Charging Application with Thermoelectric Generators as Energy Harvesters," *The Academic Research Community publication*, vol. 3, no. 1, pp. 248-259, 2019.

- [94] D. Ebling *et al.*, "Development of a system for thermoelectric heat recovery from stationary industrial processes," *Journal of Electronic Materials*, vol. 45, no. 7, pp. 3433-3439, 2016.
- [95] L. Francioso, C. De Pascali, V. Sglavo, A. Grazioli, M. Masieri, and P. Siciliano, "Modelling, fabrication and experimental testing of an heat sink free wearable thermoelectric generator," *Energy conversion and management*, vol. 145, pp. 204-213, 2017.
- [96] Q. Ma, H. Fang, and M. Zhang, "Theoretical analysis and design optimization of thermoelectric generator," *Applied Thermal Engineering*, vol. 127, pp. 758-764, 2017.
- [97] H. Yu, M. Chen, C. Wu, K.-T. Tang, and G. Wang, "A batteryless and single-inductor DC-DC boost converter for thermoelectric energy harvesting application with 190mV cold-start voltage," *2018 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pp. 1-4, 2018.
- [98] J. M. Moreno, A. S. M. Vázquez, C. A. B. Barragán, J. M. V. González, and J. C. A. Rosas, "Radio Frequency Energy Harvesting System Making Use of 180° Hybrid Couplers and Multiple Antennas to Improve the DC Output Voltage," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 18, no. 03, pp. 604-612, 2020.
- [99] I.-C. Chen, C.-W. Liang, and T.-H. Tsai, "A single-inductor dual-input dual-output DC-DC converter for photovoltaic and piezoelectric energy harvesting systems," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 66, no. 10, pp. 1763-1767, 2019.
- [100] S. Twaha, J. Zhu, Y. Yan, B. Li, and K. Huang, "Performance analysis of thermoelectric generator using dc-dc converter with incremental conductance based maximum power point tracking," *Energy for Sustainable Development*, vol. 37, pp. 86-98, 2017.
- [101] A. Bhattacharya and S. Majumdar, "Design of a 22 W (0.7 A) Current Controlled DC-DC Flyback Converter Operating in DCM Mode," in *Emerging Trends in Electrical, Communications, and Information Technologies*: Springer, 2020, pp. 247-258.
- [102] C. Pesce, J. Riedemann, R. Pena, W. Jara, C. Maury, and R. Villalobos, "A modified step-up DC-DC flyback converter with active snubber for improved efficiency," *Energies*, vol. 12, no. 11, p. 2066, 2019.
- [103] U. Boeke, "High efficiency flyback converter technology," in *2007 Power Conversion Conference-Nagoya, 2007*, pp. 1268-1273: IEEE.
- [104] A. L. Eshkevari, A. Mosallanejad, and M. Sepasian, "Design, modelling, and implementation of a modified double-switch flyback-forward converter for low power applications," *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 4, pp. 739-748, 2018.
- [105] H. Fathabadi, "Novel solar-powered photovoltaic/thermoelectric hybrid power source," *Renewable Energy*, vol. 146, pp. 426-434, 2020.
- [106] V. T. Giang and V. T. Vinh, "Highly Efficient step-up Boost-Flyback Coupled Magnetic Integrated Converter for Photovoltaic Energy," *International Journal of Circuits and Electronics*, vol. 3, 2018.
- [107] G. Somiruwana, L. Gunawardena, D. Nayanasinghe, and Y. Li, "High-Step-Up Boost Converter Based on Coupled Inductor, Voltage Lift and Clamp Cells," *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2305-2310, 2019.
- [108] D. Camponogara, G. F. Ferreira, A. Campos, M. A. Dalla Costa, and J. Garcia, "Offline LED driver for street lighting with an optimized cascade structure," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 6, pp. 2437-2443, 2013.
- [109] C. K. Tse, M. H. Chow, and M. K. Cheung, "A family of PFC voltage regulator configurations with reduced redundant power processing," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 6, pp. 794-802, 2001.
- [110] C. G. Zogogianni, E. C. Tatakis, and M. S. Vekic, "Non-isolated reduced redundant power processing dc/dc converters: A systematic study of topologies with wide voltage ratio for

- high-power applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 9, pp. 8491-8502, 2018.
- [111] C. G. Zogogianni, E. C. Tatakis, and V. Porobic, "Investigation of a non-isolated reduced redundant power processing dc/dc converter for high-power high step-up applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 6, pp. 5229-5242, 2018.
- [112] J. W. Zapata, S. Kouro, G. Carrasco, and H. Renaudineau, "Step-up partial power DC-DC converters for two-stage PV systems with interleaved current performance," *Energies*, vol. 11, no. 2, p. 357, 2018.
- [113] A. Montecucco and A. R. Knox, "Maximum power point tracking converter based on the open-circuit voltage method for thermoelectric generators," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 2, pp. 828-839, 2014.
- [114] R. Marroquín-Arreola *et al.*, "Analysis of a DC-DC Flyback Converter Variant for Thermoelectric Generators with Partial Energy Processing," *Electronics*, vol. 10, no. 5, p. 619, 2021.