

Rectificador de alto desempeño para aplicaciones de media potencia en equipos con alimentación universal

Revista Tekhnê: ISSN 1692-8407. 2013, Vol. 10, Núm. 1, Pág. 19-27

Fecha de recepción: 26 de julio de 2013

Fecha de aceptación: 5 de agosto de 2013

Autores, afiliación, e-mail: 1.) Fredy Hernán Martínez Sarmiento. Universidad Distrital Francisco José de Caldas. fhmartinezs@udistrital.edu.co 2.) César Augusto Hernández Suárez. Universidad Distrital Francisco José de Caldas. cahernandezs@udistrital.edu.co. 3.) Edwar Jacinto Gómez. Universidad Distrital Francisco José de Caldas. ejacintog@udistrital.edu.co

Resumen

Las actuales aplicaciones en sistemas de alimentación monofásica requieren circuitos de rectificación que concentren de forma eficiente gran potencia en un hardware pequeño, lo cual orienta la investigación actual en este campo. Se propone aquí un nuevo rectificador monofásico de alto desempeño, con doble bus DC, para su uso como sistema de entrada en equipos de media potencia con alimentación universal. El principio de diseño de este convertidor contempla criterios de paralelismo y reutilización en el hardware, a fin de reducir el consumo efectivo de potencia en estado estacionario. El esquema fue evaluado en laboratorio sobre un prototipo de 600 W, y comparado con dos prototipos *boost* convencional a 300 W y 600 W; se observó el incremento en eficiencia logrado, especialmente cuando se alimenta con bajo voltaje.

Palabras clave: armónicos, conmutación, factor de potencia, rectificador.

High performance rectifier for applications in media power equipment with universal line

Abstract

The existing applications in systems of single-phase feeding require of rectifiers that concentrate efficiently great power in a small hardware; which directs the present investigation in this field. We propose a new high-performance single-phase rectifier with double DC bus to be used as an input system in medium-power devices with universal line. The design principle of this converter considers parallelism and reuse criteria in the hardware in order to effectively reduce power consumption in steady state. The scheme was evaluated in laboratory on a 600 W prototype, and it was compared with two conventional boost prototypes (300 W and 600 W), showing an increase in efficiency, especially when it is fed with low voltage.

Key words: harmonics, power factor, rectifier, switching

Introducción

Muchas aplicaciones eléctricas actuales requieren un sistema de acondicionamiento de potencia eléctrica para su funcionamiento, y en algunas de ellas, la capacidad de elevación eficiente de nivel de voltaje DC es fundamental. Por ejemplo, los nuevos sistemas de alimentación de energía limpia (celdas solares y de combustible principalmente) exigen un eficiente circuito de acondicionamiento para aplicaciones eléctricas reales en AC y DC, ya que este tipo de células tiende a generar bajos voltajes DC, y con un amplio rango de valores (Tseng y Liang, 2004).

Otras aplicaciones, por ejemplo los circuitos inversores y los sistemas de alimentación ininterrumpida (UPS), requieren un alto voltaje a partir de la red pública de potencia. En los últimos años, este tipo de implementaciones ha sido motivo de investigación y desarrollo en cuanto a la necesidad de incrementar la eficiencia de los convertidores, especialmente cuando son alimentados a bajos niveles de tensión (Huber, Yungtaek y Jovanovic, 2008).

Existen diversas topologías para la conversión de potencia eléctrica que permiten implementar un convertidor elevador o *step-up*. Entre estas, son de particular interés las *current-fed*, dado que permiten tener en la entrada del circuito una corriente no pulsante (Averberg, Meyer y Mertens, 2008). El elevador *boost* es un sistema altamente no lineal, utilizado comúnmente para la conversión de potencia eléctrica DC/DC (Shepherd y Zhang, 2004), regulación de voltaje, y hoy en día muy frecuentemente para la reducción armónica y la corrección activa del factor de potencia (Martínez y Gómez, 2004; Vásquez y Martínez, 2011).

Este documento propone un esquema de rectificación monofásica de alto desempeño para aplicaciones de media potencia en equipos con alimentación universal (90 a 264 Vrms). El objetivo de la propuesta es atacar la baja eficiencia del convertidor *boost* convencional desde tres aspectos clave:

- Corrección activa del factor de potencia (PFC). Si bien es posible agregar corrección activa del fac-

tor de potencia al bloque de control del convertidor *boost* convencional (Martínez y Gómez, 2004; Vásquez y Martínez, 2011; Khoshooei y Moghani, 2004), el esquema normalmente reduce el desempeño del convertidor. Se busca un esquema que drene naturalmente una corriente sinusoidal de la red, sin comprometer la regulación y la velocidad de respuesta del sistema.

- Pérdidas por conducción. Las pérdidas por conducción en un convertidor se incrementan al reducir el voltaje de entrada; esto es particularmente de interés cuando se diseñan equipos con alimentación universal. En la figura 1, por ejemplo, se pueden apreciar las pérdidas medidas en laboratorio a dos prototipos de rectificador *boost* de 400 Vdc, uno a 300 W y otro a 600 W, cuando es alimentado con voltajes alternos entre 80 Vrms y 260 Vrms. Si bien el valor es fuertemente dependiente del circuito real, es posible identificar la tendencia. Las pérdidas por conducción pueden reducirse considerablemente implementando esquemas de rectificación activa (Hyung-Min y Ghovanloo, 2011; Yang, In-Young, Chang-Jin y Seok-Kyun, 2011); sin embargo, en este tipo de implementaciones se suele incrementar considerablemente el ruido de modo común.

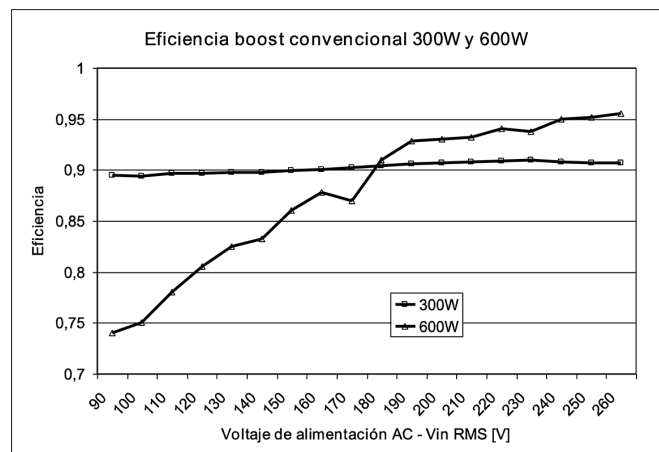


Figura 1. Valores de eficiencia medidos en laboratorio sobre dos convertidores *boost* convencionales, alimentados por rectificador en puente monofásico con voltajes de salida de 400 Vdc y potencias de salida de 300 W y 600 W

Fuente: elaboración propia.

- Factor de utilización de los dispositivos. La relación entre número de componentes del circuito y capacidad de salida es fundamental para el óptimo diseño de un convertidor. Los circuitos paralelos y el “compartir” componentes permiten reducir costos y pérdidas.

El artículo se desarrolla de la siguiente manera: primero, se presenta el convertidor propuesto, analizando y detallando su operación en estado estacionario como evolución del convertidor *boost* convencional. Posteriormente, se describen detalles de diseño del prototipo, la metodología de prueba en laboratorio y las características especiales evaluadas que le permiten al circuito un desempeño superior. Se concluye el trabajo con un resumen de lo logrado por la investigación.

Metodología

Análisis y operación del circuito

Los rectificadores son circuitos electrónicos cuya función es la de procesar potencia eléctrica desde una fuente AC, para obtener una salida DC con las características deseadas para la carga (regulación de voltaje). Este tipo de regulación de voltaje DC normalmente reemplaza a los reguladores lineales cuando se requiere una alta eficiencia, y se caracteriza por utilizar al menos un choque como elemento magnético entre la entrada y la salida.

El convertidor *boost* tradicional (figura 2) es un convertidor DC/DC de potencia que obtiene su salida una tensión continua mayor que su entrada (en el peor de los casos, igual). Para aplicaciones de rectificación monofásica, este regulador se suele alimentar desde un puente rectificador de diodos. Es un tipo de fuente de alimentación conmutada que contiene al menos dos interruptores semiconductores (*Q* y *D*) y un elemento para almacenar energía (*L*, conocido como choque). Su salida está conformada por un único bus DC, en el cual frecuentemente se añaden filtros para mejorar el rendimiento (*C*₀).

El principio básico de funcionamiento del convertidor *boost* se fundamenta en la conmutación de dos estados

distintos de acuerdo con la operación del interruptor semiconductor *Q* (figura 3).

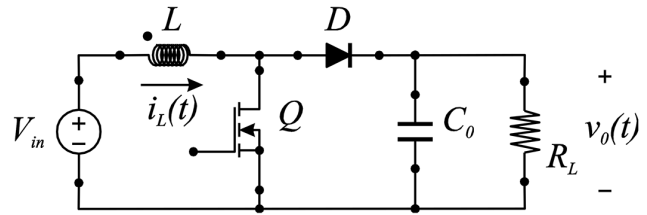
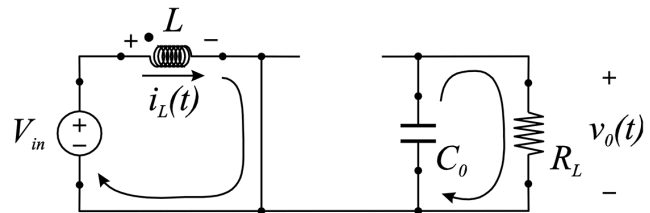
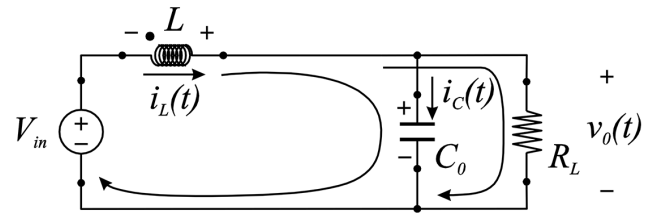


Figura 2. Convertidor *boost* convencional
Fuente: elaboración propia.



(a) *On-state*



(b) *Off-state*

Figura 3. Estados de conmutación del convertidor *boost* convencional
Fuente: elaboración propia.

En estado estacionario, el voltaje de salida del convertidor *boost* está dado por la ecuación (1) (Martínez y Castiblanco, 2009):

$$v_o(t) = V_{in} \frac{R_L(1-d)}{R_s + R_L(1-d)^2} \tag{1}$$

Donde:

V_{in} = voltaje de entrada DC (valor promedio de voltaje de salida del puente de diodos cuando se utiliza como rectificador).

R_L = resistencia de la carga.

d = ciclo útil, relación entre tiempos *on* y *off* del transistor *Q*.

R_s = resistencia serie equivalente del choque *L*.

Para atacar el problema de eficiencia del convertidor, específicamente en lo relacionado con pérdidas por conmutación y factor de utilización de los componentes, se diseñó una estructura conformada por dos buses DC, cada uno ensamblado como una modificación a partir del convertidor *boost* convencional y cada uno en operación en un semiciclo de la señal de entrada (figura 4), sin la necesidad de un puente rectificador de diodos y con un único choque de entrada. Es decir, se tiene un bus DC generado durante el semiciclo positivo de la entrada y otro bus DC generado durante el semiciclo negativo.

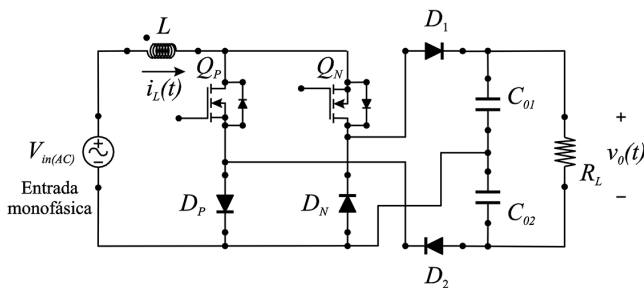


Figura 4. Convertidor elevador propuesto con dos buses DC
Fuente: elaboración propia.

Operación del circuito: semiciclo positivo

Durante el semiciclo positivo de la señal de entrada alterna, Q_p opera con PWM utilizando a D_1 como el diodo no controlado de la operación *boost*; esto se debe a que el diodo D_p está polarizado y en conducción, mientras que el diodo D_N está en inverso y abierto (figura 5). De igual forma, el diodo D_2 permanece apagado durante este intervalo, al igual que el transistor Q_N ; no obstante, su diodo en antiparalelo sí interviene activamente.

La operación de este circuito es similar a la del *boost* convencional. Durante el encendido de Q_p ($t_{ON(QP)}$) se transfiere energía al choque del convertidor L , intervalo de tiempo durante el cual el diodo D_1 permanece apagado (abierto) y, por tanto, no hay flujo de corriente hacia el condensador de salida C_{01} (figura 6). Q_N se encuentra apagado durante todo el semiciclo positivo y, en este intervalo de conducción de Q_p , su diodo en antiparalelo se polariza en inverso.

Durante el apagado de Q_p ($t_{OFF(QP)}$), el choque L transfiere la energía hacia la carga comportándose como una

fente de corriente, manteniendo su flujo en el mismo sentido; esto hace que el diodo D_1 y el diodo en antiparalelo de Q_N se polaricen y entren en conducción (figura 7).

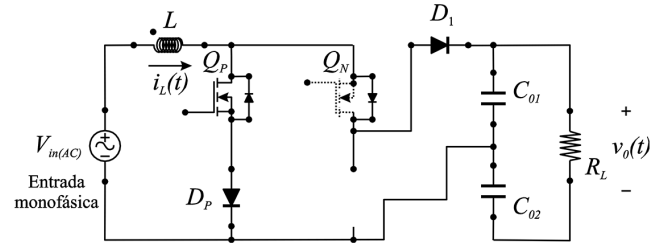


Figura 5. Circuito equivalente del convertidor elevador propuesto durante el semiciclo positivo de la red de alimentación AC

Fuente: elaboración propia.

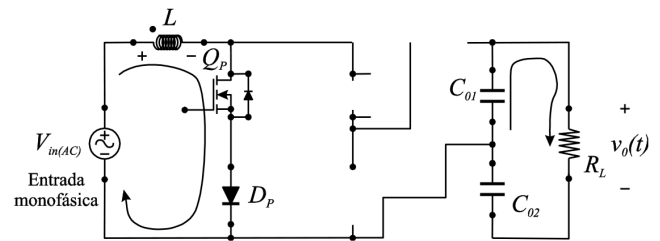


Figura 6. Circuito equivalente del convertidor elevador propuesto durante el encendido de Q_p en el semiciclo positivo de la red de alimentación AC

Fuente: elaboración propia.

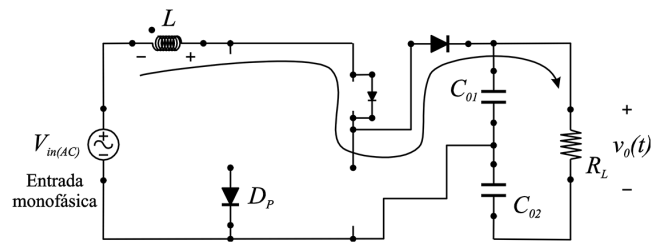


Figura 7. Circuito equivalente del convertidor elevador propuesto durante el apagado de Q_p en el semiciclo positivo de la red de alimentación AC

Fuente: elaboración propia.

Operación del circuito: semiciclo negativo

Durante el semiciclo negativo de la señal de entrada alterna, Q_N opera con PWM utilizando a D_2 como el diodo no controlado de la operación *boost*; esto se debe a que el diodo D_N está polarizado y en conducción, mientras que el diodo D_p está en inverso y abierto (figura 8). De igual forma, el diodo D_1 permanece apagado durante

este intervalo, al igual que el transistor Q_p ; no obstante, su diodo en antiparalelo sí interviene activamente.

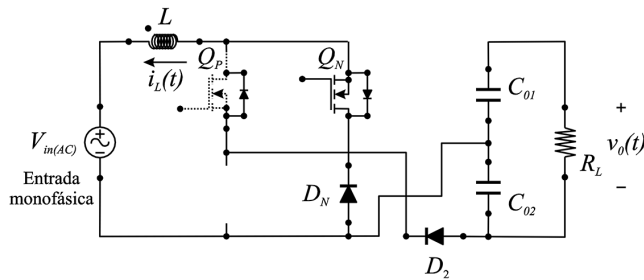


Figura 8. Circuito equivalente del convertidor elevador propuesto durante el semiciclo negativo de la red de alimentación AC

Fuente: elaboración propia.

Durante el encendido de Q_n ($t_{ON(QN)}$) se transfiere energía al choque del convertidor L , intervalo de tiempo durante el cual el diodo D_2 permanece apagado (abierto) y, por tanto, no hay flujo de corriente hacia el condensador de salida C_{o2} (figura 9). Q_p se encuentra apagado durante todo el semiciclo negativo y, en este intervalo de conducción de Q_n , su diodo en antiparalelo se polariza en inverso.

Durante el apagado de Q_n ($t_{OFF(QN)}$), el choque L transfiere la energía hacia la carga comportándose como una fuente de corriente, manteniendo su flujo en el mismo sentido; esto hace que el diodo D_2 y el diodo en antiparalelo de Q_p se polaricen y entren en conducción (figura 10). La figura 11 muestra un detalle esquemático de las señales de control de los transistores, las cuales pueden ser programadas en un sistema embebido (Esquivel, Marín y Martínez, 2012).

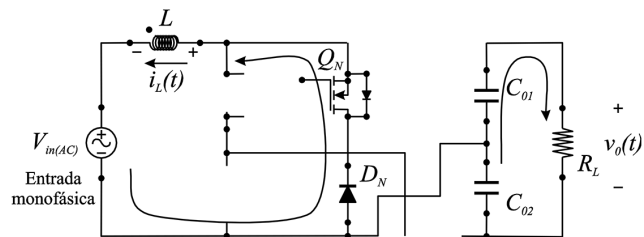


Figura 9. Circuito equivalente del convertidor elevador propuesto durante el encendido de Q_n en el semiciclo negativo de la red de alimentación AC

Fuente: elaboración propia.

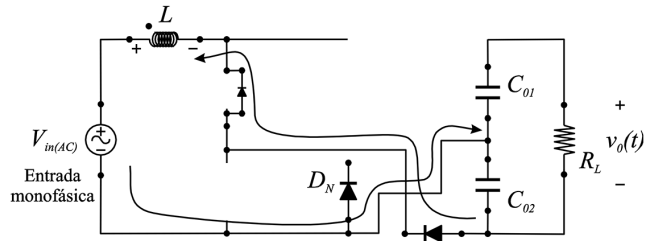


Figura 10. Circuito equivalente del convertidor elevador propuesto durante el apagado de Q_n en el semiciclo negativo de la red de alimentación AC

Fuente: elaboración propia.

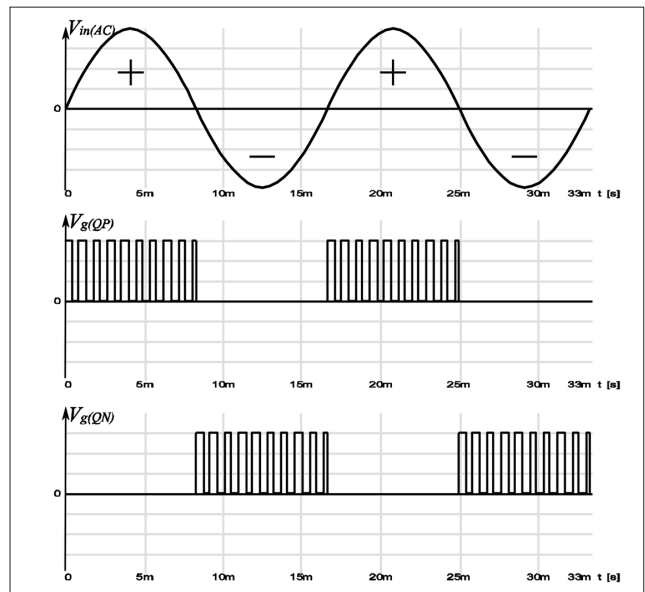


Figura 11. Detalle de las señales de control de los transistores P y Q

Fuente: elaboración propia.

Detalles de diseño

Como evolución del convertidor *boost* convencional, los criterios de diseño de este convertidor son heredados. En cuanto a la selección de los semiconductores de potencia, se mantiene el criterio de frecuencia de conmutación, voltaje en no conducción, corriente en conducción y pérdidas en conducción y conmutación. Para la inductancia del choque y la capacidad de los condensadores de salida se deben considerar los rizos de la señal según el caso (corriente o voltaje) y el tiempo de operación del componente.

En el caso de los transistores de potencia, estos deben ser de alta frecuencia (MOSFET o IGBT), cuya caracte-

rística de conmutación sea conocida y permita el cálculo de las pérdidas estimadas en conducción y conmutación. En cuanto al voltaje a soportar en no conducción, existe una gran diferencia con respecto al transistor del *boost* convencional, donde la exigencia está impuesta por el voltaje de salida. En el circuito propuesto, el nivel de tensión por soportar por cada transistor se reduce a la mitad, dado el uso de dos buses DC (figuras 5 y 8). De hecho, el voltaje a soportar por todos los semiconductores (transistores y diodos) del circuito se restringe a la mitad del voltaje de salida, hecho que se logra de forma natural sin la utilización de elementos adicionales.

Como se observa en las figuras 6, 7, 9 y 10, el circuito utiliza dos diodos lentos o *standard recovery* (D_p y D_n) que operan en el t_{ON} de los transistores, y dos diodos rápidos o *fast recovery* (D_1 y D_2) que operan en el t_{OFF} de los transistores.

De forma similar al choque en el convertidor *boost* tradicional, en el circuito propuesto el choque debe responder a la frecuencia de conmutación y soportar una gran corriente DC sin saturarse. Si bien la corriente realmente no es DC, sino que contiene un componente AC de baja frecuencia (frecuencia de red), su valor es muy bajo y el efecto real sobre el choque es el mismo producido por una corriente DC. El tamaño (inductancia) requerido para este choque se puede calcular para operación en estado estacionario en conducción continua, limitando el rizado de corriente en él, el cual depende del intervalo de no conducción (ecuaciones 2 y 3):

$$V_L = L \frac{di_L(t)}{dt} \approx L \frac{I_L}{t_{OFF(QP)}} \quad (2)$$

$$\Rightarrow L \approx V_L \frac{t_{OFF(QP)}}{I_L} \quad (3)$$

Donde:

V_L = voltaje en estado estacionario sobre el choque durante el apagado de Q_p ($t_{OFF(QP)}$). De acuerdo con la figura 6, para el circuito propuesto se puede evaluar como se muestra en la ecuación (4):

$$V_L = \frac{V_0}{2} + 2V_\gamma - V_{in} \quad (4)$$

ΔI_L = rizado de corriente permitido en la corriente de entrada, tomado normalmente como el 20% del valor nominal esperado.

$t_{OFF(QP)}$ = tiempo de apagado del transistor. Es ajustado continuamente por la unidad de control; en estado estacionario se calcula con los valores nominales de voltaje de entrada y salida.

De las ecuaciones (3) y (4) se puede observar cómo en el circuito propuesto el tamaño requerido de inductancia para el choque es casi la mitad del necesario para las mismas condiciones en el *boost* convencional.

Finalmente, en el caso de los condensadores filtros de salida C_{01} y C_{02} , los criterios de diseño y selección son los mismos que para un convertidor *boost* convencional, es decir, se considera cuál debe ser el máximo rizado en el voltaje de salida, con el detalle de que el voltaje que debe sostener cada uno es la mitad del voltaje de salida del convertidor.

Metodología de prueba en laboratorio

A fin de evaluar el desempeño real que puede alcanzar el convertidor propuesto, y determinar en qué medida supera en desempeño al convertidor *boost* convencional, se consideró qué pruebas serían pertinentes de realizar en laboratorio. Las pruebas seleccionadas fueron las siguientes:

- Una prueba sobre el prototipo que permitiera determinar el comportamiento de la corriente alterna tomada por el prototipo de la red. Esta prueba implicaba la construcción de un prototipo con carga sobre el cual medir la corriente con un analizador de contenido armónico.
- Una prueba que permitiera validar la hipótesis sobre la cual la eficiencia del prototipo propuesto es mayor que la presentada por un convertidor *boost* diseñado para condiciones de operación similares.

Esta prueba implicaba la construcción de dos prototipos, uno de *boost* convencional y otro del circuito propuesto, para las mismas condiciones de carga.

- Una prueba que permitiera determinar la eficiencia del prototipo propuesto frente al *boost* convencional, con respecto a la potencia del convertidor. Se espera que el prototipo propuesto tenga mayor eficiencia que el *boost* convencional a mayores potencias de operación. La prueba requiere evaluar los prototipos a por lo menos dos diferentes niveles de potencia.

Así definido el perfil de laboratorio, se optó por utilizar dos convertidores *boost* convencionales del inventario del grupo, diseñados a 400 Vdc, uno a 300 W y otro a 600 W, los cuales servirían de diseños de referencia. Se optó también por construir un prototipo de laboratorio del convertidor propuesto a 400 Vdc-600 W para comparar con los *boost* de referencia. Los tres convertidores se analizaron en estado estacionario y se operaron con un sencillo control en modo de voltaje. La tabla 1 muestra el detalle de los datos de diseño del circuito.

Tabla 1. Perfil del prototipo

Símbolo	Descripción	Valor nominal
$v_{in}(t)$	Voltaje de alimentación AC	120 Vrms (90-264 Vrms)
V_o	Voltaje de salida DC	400 Vdc
P_o	Potencia de salida	300 W
f_s	Frecuencia de conmutación	30 kHz
L	Choque	1 mH

Fuente: elaboración propia.

Resultados

Drenado natural de corriente sinusoidal

Durante el semiciclo positivo, el diodo lento D_p y el diodo en antiparalelo de Q_N se encuentran en conducción. El diodo D_p funciona como diodo rectificador durante t_{ON} mientras que el diodo en antiparalelo de Q_N rectifica durante t_{OFF} . Durante el semiciclo negativo ocurre algo similar con los diodos D_N y el antiparalelo de Q_p . Este tipo de rectificación produce un drenado de

corriente de red con forma de onda muy cercana a la del voltaje de alimentación.

La figura 12 muestra la corriente de entrada medida sobre el prototipo cuando alimenta la carga de 600 W, con una entrada alterna de 120 Vrms. En la figura se puede apreciar tanto la forma de onda como su contenido armónico. La corriente en estado estacionario presentó un factor de potencia de 0.96 y una distorsión armónica total THD del 22.6%.

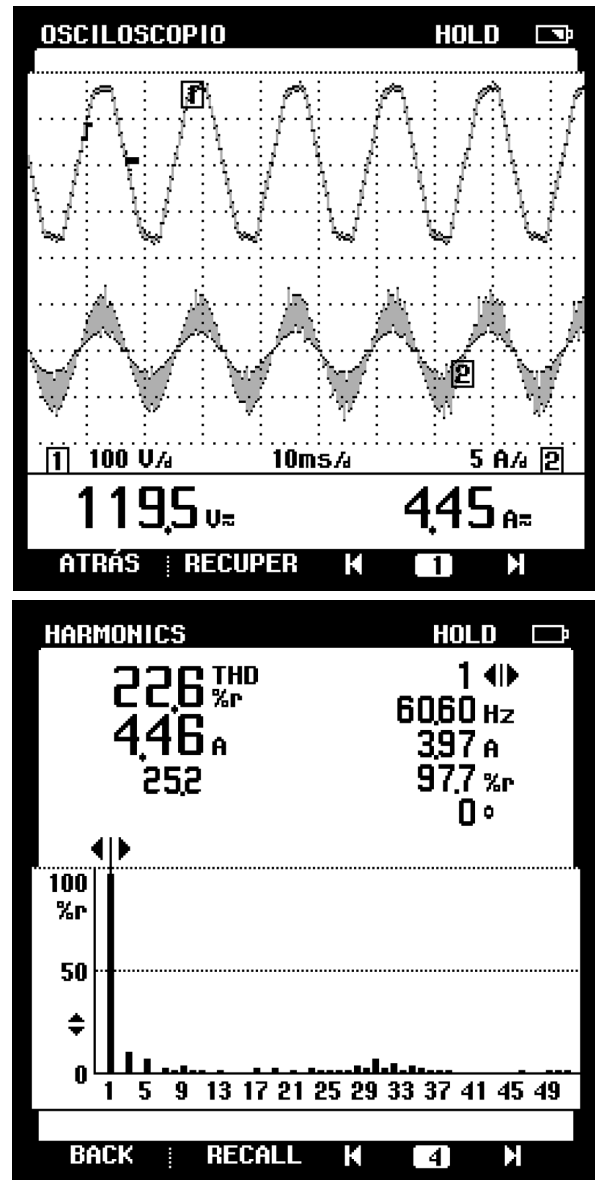


Figura 12. Corriente de entrada (5A/div). Convertidor propuesto con 300 W de potencia de salida

Fuente: elaboración propia.

Pérdidas por conducción

Las pérdidas por conducción son directamente proporcionales al número de semiconductores activos que conducen corriente efectiva en el convertidor. En la tabla 2 se puede apreciar un resumen comparativo de activación de semiconductores.

Durante el t_{ON} de los transistores, el convertidor propuesto solamente tiene en conducción un diodo lento y un transistor, frente a dos diodos lentos y un transistor en el caso del *boost* convencional. Durante el t_{OFF} de los transistores, el convertidor propuesto únicamente tiene en conducción un diodo rápido y un transistor, frente a dos diodos lentos y un diodo rápido en el caso del *boost* convencional. Esto garantiza un menor consumo de potencia por conducción en el convertidor propuesto, lo cual es más evidente con el incremento de la corriente (potencia) del circuito.

La figura 13 muestra la eficiencia medida sobre dos convertidores prototipo en laboratorio, un *boost* convencional y el convertidor propuesto, con voltajes de salida de 400 Vdc y alimentando una carga de 300 W.

La figura 14 muestra la eficiencia medida sobre dos convertidores prototipo en laboratorio, un *boost* convencional y el convertidor propuesto, con voltajes de salida de 400 Vdc y alimentando una carga de 600 W. Tanto en la figura 13 como en la figura 14 es evidente la mayor eficiencia medida sobre el convertidor propuesto, especialmente con bajos voltajes de entrada, la cual

se incrementa porcentualmente al aumentar la potencia manejada por el convertidor.

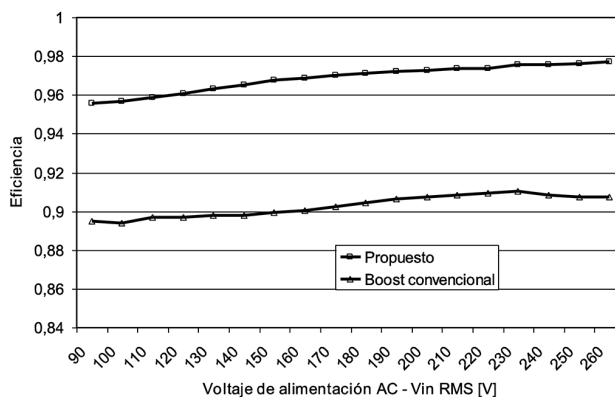


Figura 13. Comparación en laboratorio de eficiencia para prototipos a 300 W de salida

Fuente: elaboración propia.

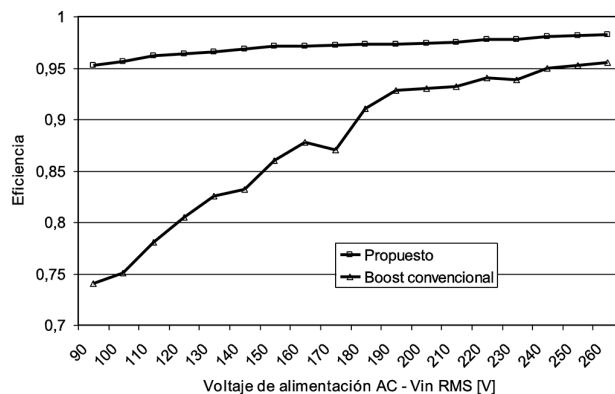


Figura 14. Comparación en laboratorio de eficiencia para prototipos a 600 W de salida

Fuente: elaboración propia.

Tabla 2. Utilización de dispositivos

Convertidor	Transistores	Diodos lentos	Diodos rápidos	Choques	Condensadores	Total dispositivos	Semiconductores activos en t_{ON}	Semiconductores activos en t_{OFF}
Boost convencional	1	4	1	1	1	8	2 diodos lentos + 1 transistor	2 diodos lentos + 1 diodo rápido
Rectificador propuesto	2	2	2	1	2	9	1 diodo lento + 1 transistor	1 transistor + 1 diodo rápido

Fuente: elaboración propia.

Factor de utilización de los dispositivos

La tabla 2 muestra que, en total, el *boost* convencional tiene un dispositivo de potencia menos que el convertidor propuesto. Sin embargo, si se tiene en cuenta que el convertidor propuesto posee dos buses DC, es decir, el doble del voltaje de salida con solo nueve semiconductores de potencia, el uso de estos se hace más eficiente.

Por otro lado, si bien el convertidor posee dos buses DC, estos utilizan el mismo choque, lo comparten de semiciclo a semiciclo.

Conclusiones

Se propone un nuevo circuito rectificador monofásico de alta eficiencia como alternativa al circuito *boost* convencional para aplicaciones de media potencia. El circuito posee dos buses DC, lo que le permite trabajar con la mitad del voltaje de salida sobre sus dispositivos, compartiendo el único choque de entrada, cuyo tamaño también es menor. El circuito fue evaluado en laboratorio y comparado frente al *boost* convencional para potencias de 300 W y 600 W en estado estacionario; se corroboró la mayor eficiencia del sistema, especialmente cuando se presentan muy bajos voltajes de entrada.

Financiamiento

Este trabajo fue desarrollado por el grupo de investigación ARMOS de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas, con el apoyo del Centro de Investigación y Desarrollo Científico (CIDC).

Referencias

- Averberg, A., Meyer, K. R. y Mertens, A. (2008). *Current-fed full bridge converter for fuel cell systems*. IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC 2008, pp. 866-872.
- Esquivel, J., Marín, N. y Martínez, F. (2012). Plataforma de desarrollo digital basado en Game Boy Advance y la arquitectura ARM7. *Tekhnê*, 9 (1), 5-12.
- Huber, L., Yungtaek, J. y Jovanovic, M. M. (2008). Performance evaluation of bridgeless PFC boost rectifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23, 1381-1390.
- Hyung-Min, L. y Ghovanloo, M. (2011). An integrated power-efficient active rectifier with offset-controlled high speed comparators for inductively powered applications. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, 58 (8), 1749-1760.
- Khoshooei, A. y Moghani, J. S. (2004). *Implementation of a single input fuzzy controller for a high power factor boost converter*. IEEE 7th Africon conference in Africa, Technology innovation Africon, 69-72.
- Martínez, F. H. y Castiblanco, M. (2009). Evaluación de control neuronal con arquitectura óptima para convertidor DC/DC. *Revista Ingeniería e Investigación*, Universidad Nacional de Colombia, 29 (3), 134-138.
- Martínez, F. H. y Gómez, D. (2004). Corrección activa del factor de potencia en cargas no lineales, *Tecnura*, 14, 40-47.
- Shepherd, W. y Zhang, L. (2004). *Power Converter Circuits*. New York: Marcel Dekker.
- Tseng, K. C. y Liang, T. J. (2004). Novel high efficiency step-up converter. *IEE Proceedings in Electric Power Applications*, 151, 182-190.
- Vásquez, M. y Martínez, F. H. (2011). Diseño y construcción de control híbrido difuso-deslizante para convertidor DC/DC tipo Boost. *Tekhnê*, 8 (1), 31-40.
- Yang, S., In-Young, L., Chang-Jin, J. y Seok-Kyun, H. (2011). *An comparator based active rectifier for vibration energy harvesting systems*. 13th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT), 1404-1408.