

# Using Magnetic Control of DC-DC Converters in LED Driver Applications

Héctor F. Chinchero, *Member, IEEE*, J. Marcos Alonso, *Senior Member, IEEE*

**Abstract**— In this paper a research on magnetic control of DC-DC converters applied to LED drivers is presented. The proposed control method is based on the modulation of the effective inductance of the DC-DC converter operated in discontinuous conduction mode (DCM). Thus, by using a variable inductor (VI), the converter output can be controlled in order to regulate the current through the LED. This work demonstrates how the method of magnetic control can effectively be used to control DC-DC converters with an LED load, as well as be combined with other control parameters as duty cycle or switching frequency to improve the converter performance. An experimental prototype has been built to test the control method analysis and modeling methodology, and to verify its feasibility and possibilities.

**Index Terms**— Light emitting diode (LED), variable inductor (VI), DC-DC converter, magnetic control (MC), discontinuous conduction mode (DCM).

## I. INTRODUCCIÓN

El consumo de la energía en el mundo está ligado principalmente al crecimiento de la población, al desarrollo de nuevas infraestructuras en las ciudades, el transporte, los nuevos procesos productivos en la industria, así como al vertiginoso aumento de los entornos urbanos, entre otros factores, inclusive los relacionados al mismo cambio climático.

El alto nivel de consumo de la energía es uno de los mayores contribuyentes al cambio climático, representando alrededor del 60% de las emisiones mundiales de gases de efecto invernadero. En ese sentido, la iluminación relacionada a los entornos residenciales y de trabajo corresponde a un 20% del total del consumo de la energía producida y el 23% de la energía eléctrica consumida en el edificio, el cual está asociado al tipo de lámpara, su eficiencia y modo de uso, entre otros aspectos [1].

La optimización del consumo de la energía de los sistemas de iluminación depende no sólo de cuan eficientes sean las tecnologías con las que se desarrollan las lámparas y de los elementos eléctricos que las componen, sino también de las técnicas asociadas a los controladores de estos elementos.

Los tres tipos de lámparas de iluminación en la industria actualmente son lámparas de luz halógena, luz fluorescente compacta, y las lámparas LED. Diversos estudios han encontrado también que las lámparas LED requieren de menos potencia comparadas con las halógenas o fluorescentes. Así, los nuevos sistemas de iluminación LED se han convertido en una de las mejores fuentes de iluminación utilizada actualmente, debido a su alta eficiencia luminosa [2][31].

Héctor F. Chinchero, Universidad de Oviedo, Dep. Ing. Eléctrica, Campus de Viesques, 33204-Gijón, Asturias, España, (UO248474@uniovi.es).  
J. Marcos Alonso, Universidad de Oviedo, Dep. Ing. Eléctrica, Campus de Viesques, 33204-Gijón, Asturias, España, (marcos@uniovi.es).  
Corresponding author: Héctor F. Chinchero.

El modelo eléctrico estándar del diodo LED establece como elementos mínimos que componen a un LED a la resistencia asociada al material, llamada resistencia dinámica  $R_D$ , y el voltaje límite conocido también como voltaje de ruptura  $V_{TH}$ , además de un diodo ideal serie que impide la circulación de corriente en sentido inverso. El comportamiento eléctrico incluye el conocimiento del voltaje del diodo LED  $V_D$  y la corriente que circula por el mismo  $I_D$ . La Fig.1 muestra el esquema general utilizado en el modelo eléctrico del diodo LED [3].

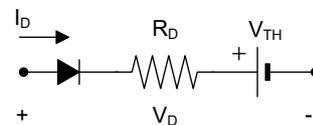


Fig. 1 Modelo eléctrico del diodo LED.

El control básico de un diodo LED se realiza mediante el uso de fuentes de regulación lineal y de la regulación de potencia. La fuente de corriente lineal permite realizar la regulación de corriente del diodo LED, siendo uno de los métodos más simples, de bajo costo y con pocos componentes. Además, no tiene generación de EMI, aunque es poco eficiente. La 0ª muestra el diagrama del circuito de una fuente de corriente lineal, donde se controla el paso de la corriente mediante una señal de control que actúa sobre la base de un transistor que opera en la región activa. Por otro lado, en el control por convertidores de potencia conmutados mostrado en la 0b, se incluye una mayor cantidad de componentes y por ende tiene un coste más elevado. Además, presenta alta eficiencia y pocas pérdidas de potencia. La desventaja principal es que presenta generación de EMI; sin embargo, es muy eficiente en aplicaciones de control de luminosidad LED (dimming) [4].

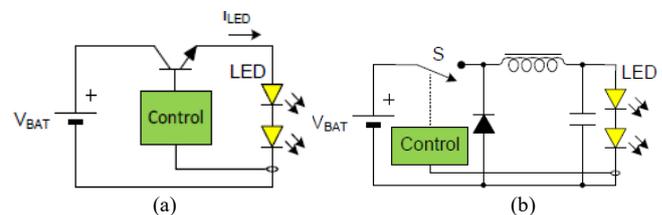


Fig. 2. Control de diodo LED. (a) Control por fuente lineal. (b) Control por convertidor de potencia.

Los convertidores conmutados de DC-DC se utilizan en una amplia gama de aplicaciones, incluidos cargadores de batería, controladores LED, fuentes de alimentación ininterrumpidas (UPS), fuentes de alimentación de electrodomésticos, convertidores de punto de carga, etc. [5].

Los convertidores DC-DC se pueden controlar mediante una gran variedad de métodos, como el control por modo de voltaje y por modo de corriente programada, que son las que se utilizan principalmente. Sin embargo, todos los métodos propuestos hasta ahora se basan en el cambio directo o

indirecto del ciclo de trabajo del interruptor y/o la frecuencia de conmutación [5]. En este trabajo se presenta una investigación sobre un nuevo método de control para convertidores DC-DC en aplicaciones de iluminación LED basado en el control magnético (CM) del convertidor.

A continuación, la Sección II está dedicada a la presentación del control magnético de convertidores DC-DC en aplicaciones generales. La Sección III presenta el CM para el convertidor reductor DC-DC que opera en modo de conducción discontinuo (MCD). La sección IV se centra en el estudio del convertidor reductor con CM aplicado a iluminación LED, el cual ha sido seleccionado como un caso de estudio para investigar el método de control propuesto. La sección V presenta la implementación de un prototipo de laboratorio. La sección VI muestra la verificación experimental. Por último, la sección VII presenta las conclusiones de este trabajo.

## II. CONTROL MAGNÉTICO DE CONVERTIDORES DC-DC

La 0 muestra la forma de onda de la corriente a través del inductor para un convertidor reductor operando en modo de conducción continuo (MCC) y MCD para dos valores diferentes de la inductancia,  $L_1$  y  $L_2$ , con  $L_2$  mayor que  $L_1$ . Como se puede ver en Fig. 3<sup>a</sup>, cuando se opera en MCC cualquier cambio de la inductancia producirá sólo un cambio en la ondulación de corriente del inductor, mientras que la corriente de salida promedio y el voltaje mantienen el mismo valor [6]. El control magnético MC de convertidores DC-DC se realiza cuando se opera en MCD. La 0b muestra las formas de onda de corriente del inductor cuando el convertidor está funcionando en MCD. En este caso, el inductor tiene un efecto directo sobre la corriente de salida promedio y la tensión de salida promedio. A medida que aumenta el valor de la inductancia, la corriente de salida promedio disminuirá y también lo hará el voltaje de salida promedio.

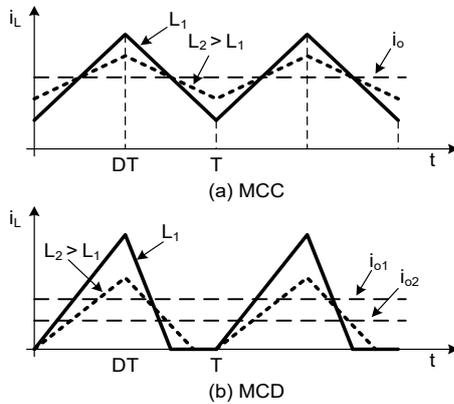


Fig. 3. Convertidor reductor y formas de onda en MCC y MCD operando bajo control magnético CM.

Los convertidores DC-DC han sido estudiados extensamente en modos de operación MCC y MCD. A partir de los estudios presentados en [5] es posible obtener las características de salida de los diferentes convertidores operando en MCD bajo CM. Para este propósito, la inductancia normalizada del convertidor reductor se define de la siguiente manera:

$$L_n = \frac{L}{R/2f} \quad (1)$$

donde  $L$  es la inductancia del convertidor,  $R$  representa la resistencia de la carga y  $f$  es la frecuencia de conmutación del convertidor. Así mismo, cuando el convertidor reductor esté operando en MCD se cumplirá la siguiente expresión [5]:

$$V_o = \frac{V_i}{\frac{2LI_o}{D^2V_iT} + 1} \quad (2)$$

Por otro lado, considerando que la ganancia de voltaje del convertidor es  $M = V_o/V_i$ , donde  $V_o$  es la tensión de salida,  $V_i$  es la tensión de entrada del convertidor, así como también que la corriente de salida  $I_o$  se establece como  $I_o = V_o/R$ , la ecuación (2) se puede escribir de la siguiente manera:

$$\frac{2fL}{D^2R}M^2 + M - 1 = 0 \quad (3)$$

Al resolver la ecuación (3) de segundo orden se consigue la siguiente expresión que representa la ganancia de voltaje del convertidor reductor tal como sigue:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{8fL}{D^2R}}} \quad (4)$$

La Tabla I proporciona la característica de salida del convertidor reductor y la condición de la operación MCD desde el punto de vista del valor de la inductancia normalizada controlable. En las ecuaciones de la Tabla I,  $D$  representa el ciclo de trabajo del conmutador. Como se puede ver en la Tabla I, la ganancia de voltaje del convertidor en MCD es una función directa de la inductancia. La 0. Muestra la característica de salida de la Tabla I.

TABLA I  
CARACTERÍSTICAS DEL CONVERTIDOR DC-DC REDUCTOR CON CONTROL MAGNÉTICO

Convertidor	Ganancia de Voltaje en MCD $M = V_o/V_i$	Ganancia de Voltaje en MCC $M = V_o/V_i$	Condición MCD
Reductor	$\frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4}{D^2}L_n}}$	$D$	$L_n \leq 1 - D$

## III. CONTROL MAGNÉTICO DE CONVERTIDORES DC-DC EN MCD

### A. Convertidor DC-DC Reductor en MCD con Control Magnético

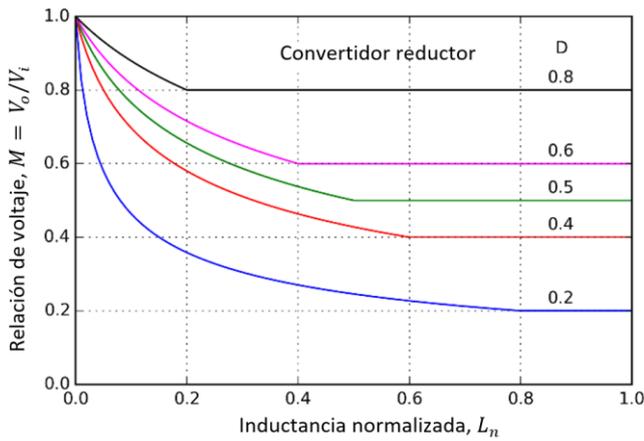


Fig. 4. Características de la relación de voltaje del convertidor reductor DC-DC con control magnético

Como se puede ver, en todas las características hay un rango correspondiente a la operación MCD del convertidor dentro del cual es posible controlar la salida cambiando la inductancia del convertidor. De esta manera, al utilizar CM se dispone de un parámetro adicional de control frente a los métodos tradicionales. De esta forma se puede maximizar la eficiencia energética en convertidores controlados por técnicas existentes, lo cual es un objetivo principal en aplicaciones de iluminación LED. Igualmente se pueden combinar varias técnicas a la vez para mejorar el comportamiento del convertidor de acuerdo a la aplicación específica. Adicionalmente con CM es posible conseguir el funcionamiento del convertidor en DCM para un amplio rango valores de tensión de entrada, lo cual no se logra cuando el convertidor mantiene la inductancia fija.

**B. Convertidor DC-DC Reductor con CM para una Carga LED**

La topología básica del circuito convertidor reductor con carga LED se muestra en la Fig. 5, la cual se compone de un conmutador controlado S implementado con un MOSFET, un Diodo D, un inductor variable (IV) L, un condensador C y una carga LED. Donde  $R_D$  es la resistencia dinámica del diodo LED,  $V_{TH}$  es el voltaje de ruptura e  $I_o$  es la corriente que circula por el mismo.

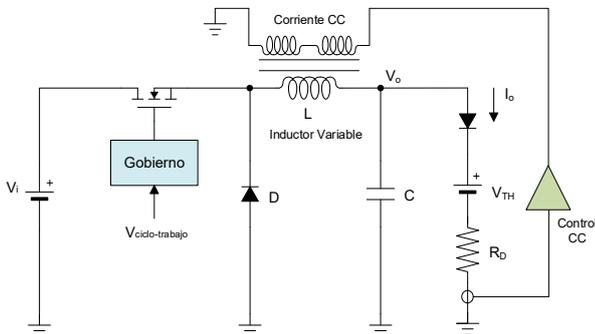


Fig. 5. Convertidor reductor con control magnético y carga LED.

El control del valor de la inductancia se realiza a través de una corriente de bias  $I_{bias}$  que está relacionada a la variación de fuerza de campo magnético  $H_{bias}$  del núcleo del IV [23]. Esto permite variar el valor de la inductancia del convertidor reductor, el cual al trabajar en modo MCD, también permite modificar el valor medio de la corriente de salida que circula por la carga LED.

**C. Implementación de Inductores Variables**

El IV básicamente se trata de un devanado principal sobre un núcleo magnético, en el cual la inductancia depende de los parámetros geométricos y la permeabilidad del material con el cual es construido. Los IVs han sido extensamente estudiados en literaturas preliminares [7]-[30]. Estos dispositivos son capaces de proporcionar un valor de inductancia que puede ser controlado por una corriente de DC inyectada en uno o más bobinados auxiliares. La 0 muestra el esquema del IV más común; el IV de estructura doble-E. Esta estructura ha sido estudiada previamente en [26]-[30], donde se puede encontrar información sobre cómo analizar, diseñar y simular este tipo de IV.

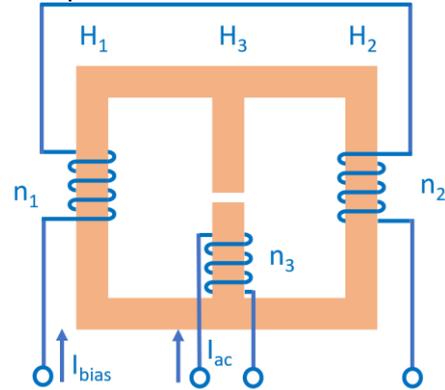


Fig. 6. Esquema de IV de estructura doble-E.

Para una corriente bias de control nula, la inductancia asociada al devanado principal se encuentra en su valor máximo,  $L_{max}$ . Si la corriente de bias aumenta, este valor disminuye progresivamente hasta obtener un valor mínimo  $L_{min}$ . Si el núcleo está completamente saturado habrá un valor límite bajo para esta inductancia. Como se puede deducir, el uso de un inductor variable en convertidores de potencia permite al diseñador emplear un grado de libertad adicional para el control y la optimización del convertidor.

**IV. CASO DE ESTUDIO: CONTROL MAGNÉTICO DEL CONVERTIDOR REDUCTOR CON CARGA LED**

Con el fin de evaluar las posibilidades del CM a los convertidores DC-DC operando en MCD y aplicados a carga LED, en esta sección se llevará a cabo un caso de estudio para el convertidor reductor.

**A. Análisis Estático del Convertidor Reductor con Control Magnético y Carga LED**

Las características estáticas del convertidor reductor operando en MCD con CM se pueden obtener de las características normalizadas que se muestran en la Tabla I. Al sustituir la inductancia normalizada dada por (1), se obtiene la siguiente expresión para la ganancia de voltaje del convertidor reductor:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{8fL}{D^2R}}} \quad \text{Si } L \leq (1 - D) \frac{R}{2f} \quad (5)$$

Considerando que la carga R está relacionada a una lámpara LED, teniendo en cuenta el modelo de la carga LED visto anteriormente se puede escribir:

$$R = \frac{V_o}{I_o} = \frac{V_{TH}}{I_o} + R_D \quad (6)$$

Usando la expresión (6) en (5), se tiene:

$$L = \frac{D^2}{8f} \cdot \left( \frac{V_{TH}}{I_o} + R_D \right) \cdot \left[ \left( \frac{2V_i}{V_{TH} + R_D I_o} - 1 \right)^2 - 1 \right] \quad (7)$$

Como se puede deducir de (7), para operar en un rango de valores de  $I_o$ , se debe trabajar en un rango de valores de la inductancia del convertidor  $L$ , lo que permite tener el punto de partida para el diseño del IV, considerando un determinado punto de operación del LED.

### B. Esquema de Control Propuesto

El esquema de control propuesto del convertidor reductor operando en modo MCD con CM para una carga LED se ilustra en la 0. Como se puede ver, el interruptor principal  $S$  trabaja con ciclo de trabajo y frecuencia establecidos por un circuito driver. La corriente de salida se mide mediante una resistencia serie  $R_s$  y un filtro pasa bajos implementado mediante el amplificador operacional (AO)  $U_1$  y se introduce en un compensador proporcional integral (PI) implementado por el AO  $U_2$ , el cual impulsa el transistor bipolar  $Q$  para generar la corriente de bias requerida  $i_b$  para el IV. Para un diseño adecuado de los parámetros del compensador, se debe obtener el modelo dinámico del convertidor reductor con CM. Este análisis se presentará en la siguiente sección.

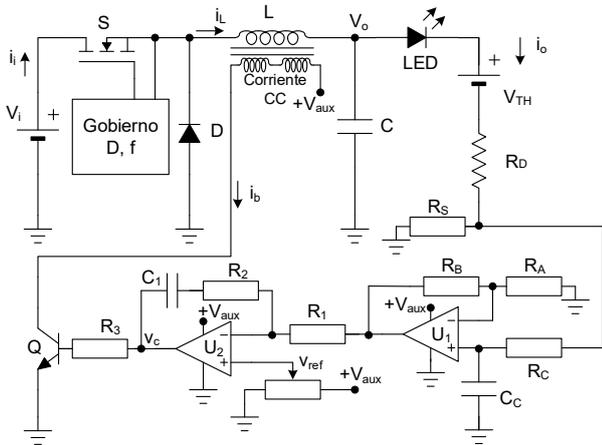


Fig. 7. Esquema de control propuesto del convertidor reductor operando en MCD con control magnético para carga LED.

### D. Modelo Dinámico del Convertidor DC-DC Reductor con Control Magnético y Carga LED.

En esta sección, se presentará el análisis dinámico del convertidor reductor con CM para carga LED. Con referencia al esquema de control presentado previamente en la 0, en un primer análisis es necesario obtener la función de transferencia que relaciona la perturbación de inductancia  $l(s)$  con la perturbación de corriente de salida  $i_o(s)$ , esto es:

$$G_{ol}(s) = \frac{i_o(s)}{l(s)} \quad (8)$$

La (a) muestra los circuitos equivalentes promediados del convertidor reductor con carga LED operando en MCD en el dominio de tiempo, (a)a, y en el dominio variable Laplace, (a)b. El efecto de la resistencia en serie del condensador de

filtro se ha omitido suponiendo que se utilizará un condensador de película con muy baja resistencia serie.

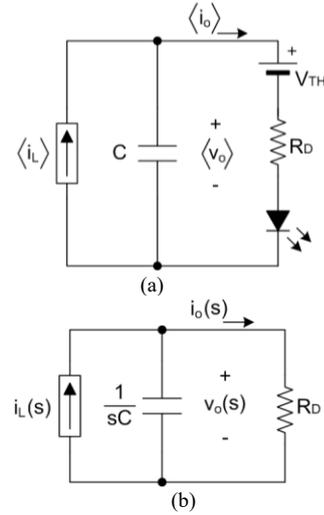


Fig. 8. Circuito equivalente del convertidor reductor con control magnético para carga LED: (a) dominio del tiempo, y (b) dominio variable de Laplace.

La corriente promedio del inductor del convertidor reductor en MCD se puede calcular de la siguiente manera:

$$\langle i_L \rangle = \frac{D^2 V_i}{2f} \left( \frac{V_i}{V_o} - 1 \right) \frac{1}{L} \quad (9)$$

Tomando la derivada parcial con respecto a  $L$  y utilizando la transformada de Laplace, se obtiene la siguiente relación entre la corriente del inductor y las perturbaciones del inductor:

$$i_L(s) = k_{il} l(s) \quad (10)$$

donde

$$k_{il} = -\frac{D^2 V_i}{2f} \left( \frac{V_i}{V_o} - 1 \right) \frac{1}{L^2} \quad (11)$$

Ahora, resolviendo el circuito mostrado en la (a)b para la corriente de salida, se puede obtener la dinámica del convertidor reductor con carga LED que relaciona la corriente de salida y la inductancia, de la siguiente manera:

$$G_{ol}(s) = \frac{i_o(s)}{l(s)} = k_{ol} \frac{1}{1 + s/\omega_p} \quad (12)$$

donde

$$k_{ol} = k_{il} R_D \quad (13)$$

$$\omega_p = \frac{1}{R_D C} \quad (14)$$

Tal como se muestra en [28], es una buena aproximación omitir la dinámica entre las perturbaciones de flujo de bias  $B_b(s)$  y las perturbaciones de inductancia  $l(s)$  porque esta dinámica será de mayor orden de magnitud en comparación con las otras dinámicas del IV. Por lo tanto, se puede escribir la siguiente expresión:

$$l(s) \approx k_{lb} B_b(s) \quad (15)$$

donde  $k_{lb}$  es la constante de proporcionalidad que relaciona la inductancia y las perturbaciones de flujo de bias.

Además, el flujo de bias y la perturbación de corriente de bias  $i_b(s)$  están relacionadas por la siguiente expresión:

$$B_b(s) = \frac{L_{b\_eff}}{N_b A_b} i_b(s) \quad (16)$$

donde  $L_{b\_eff}$ ,  $N_b$  y  $A_b$  son la inductancia efectiva [29][30], el número de vueltas y la sección efectiva del devanado de bias auxiliar, respectivamente.

Por lo tanto, existe una relación directa entre la perturbación de inductancia y la perturbación de corriente de bias, tal como se muestra a continuación:

$$l(s) \approx k_{li} i_b(s) \quad (17)$$

donde:

$$k_{li} = \frac{k_{lb} L_{b\_eff}}{N_b A_b} \quad (18)$$

Sin embargo, sería difícil encontrar la constante  $k_{li}$  de forma teórica. No obstante, se puede obtener fácilmente de forma práctica a partir de la curva característica de la inductancia en función de la corriente de bias del IV. Esta característica se obtiene generalmente de manera experimental por medio de un analizador de impedancias. A partir de la pendiente de esta curva, el valor de  $k_{li}$  se puede obtener en cada punto de operación.

La 0<sup>a</sup> representa la implementación del circuito de bias para el IV, en el cual se emplea un transistor bipolar trabajando en zona activa para el control de la corriente de bias. La 0<sup>b</sup> muestra el modelo en pequeña señal de dicho circuito del cual se puede obtener la función de transferencia que relaciona la señal de salida del compensador  $u_c$  y la corriente del bobinado de bias  $i_b$ . Analizando el circuito de la 0<sup>b</sup> se pueden obtener las siguientes expresiones:

$$G_{bc}(s) = \frac{i_b(s)}{v_c(s)} = \frac{k_{bc}}{1 + s/\omega_c} \quad (19)$$

donde

$$k_{bc} = \frac{h_{fe}}{R_c + h_{ie}} \cdot \frac{1}{1 + h_{oe} R_b} \quad (20)$$

$$\omega_c = \frac{h_{oe}^{-1} + R_b}{L_{b\_eff}} \quad (21)$$

donde  $h_{ie}$ ,  $h_{fe}$  y  $h_{oe}$  son parámetros del transistor bipolar utilizado en el devanado de bias, conocidos como impedancia de entrada, ganancia de corriente directa y admitancia de salida respectivamente, y  $R_b$  es la resistencia serie del devanado de bias.

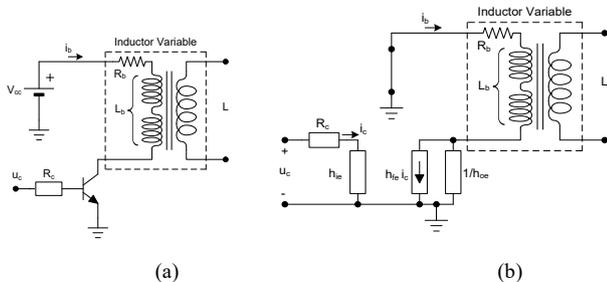


Fig. 9. (a) Implementación del circuito de bias, (b) modelo de pequeña señal.

La 0 muestra el diagrama de bloques del modelo dinámico derivado del convertidor reductor operando con CM. La siguiente función de transferencia se puede definir para

representar el comportamiento dinámico desde la tensión de control  $v_c$  hacia la corriente de salida  $i_o$ :

$$G_o(s) = \frac{i_o(s)}{v_c(s)} = k_{li} G_{bc}(s) G_{ol}(s) \quad (22)$$

que corresponde a una función de transferencia con dos polos dados por  $\omega_p$  y  $\omega_c$  en (14) y (21) respectivamente.

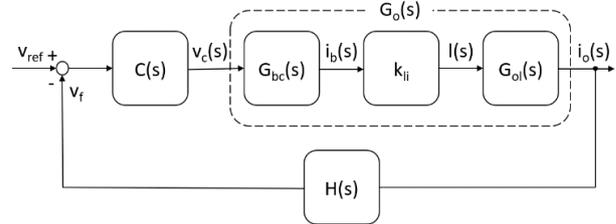


Fig. 10. Diagrama de bloques del modelo dinámico del convertidor reductor con control magnético.

La ganancia de la red de realimentación  $H(s)$  está dada por  $R_A$  y  $R_B$  mostrados en la 0, de la siguiente manera:

$$H(s) = 1 + \frac{R_B}{R_A} \quad (23)$$

La ganancia del lazo del sistema viene dada por la siguiente expresión:

$$T(s) = C(s) G_o(s) H(s) \quad (24)$$

## V. PROTOTIPO IMPLEMENTADO

Como ejemplo de implementación, en esta sección se presentará y estudiará un convertidor reductor con carga LED operando con un ciclo de trabajo de 0,5 y una frecuencia de conmutación de 100 kHz. El IV implementado varía entre  $27 \mu H$  a  $60 \mu H$  con los parámetros que se muestran en la Tabla II. La 0 muestra la característica de inductancia versus la corriente bias del IV implementado.

El convertidor reductor se ha alimentado con un voltaje de entrada de 48 V y una carga LED usando el Bridgelux BXRA-C4500, el cual tiene una tensión nominal de 25,4 V y una corriente nominal de 2,1 A. La capacitancia del filtro de salida es de  $33 \mu F$ , implementada con un condensador de película para que su resistencia en serie pueda ser omitida. La Tabla III resume los parámetros del prototipo implementado.

TABLA II  
PARÁMETROS DEL IV IMPLEMENTADO

Parámetro	Tipo/Valor
Estructura	Doble E
Núcleo y material magnético	EFD34/17/11, N87
Devanado principal	$N_p=20$ , 66x0.08 mm (litz)
Entrehierro central	1 mm
Entrehierro lateral	0 mm
Devanado Bias	$2 \times N_b=22$ , 1x0.75mm
Rango de inductancia principal	$27 \mu H - 65 \mu H$
Inductancia efectiva y Resistencia serie del devanado bias	$0.139 \text{ mH} / 0.25 \Omega @ 10 \text{ kHz}$
Transistor bipolar del devanado bias y admitancia de salida	BD139 / $h_{oe} = 0.1667 \Omega^{-1}$
Resistencia de base del transistor bipolar del devanado de bias	4,7 k $\Omega$

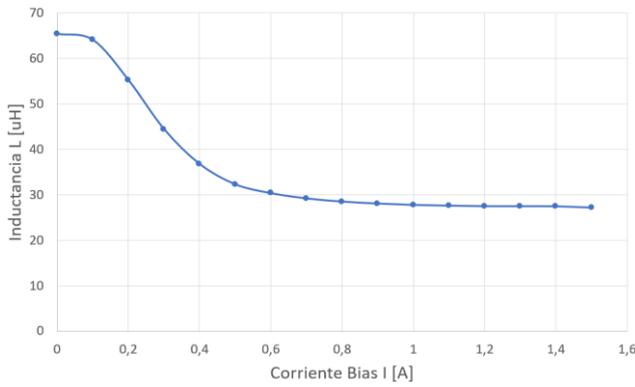


Fig. 11. Característica medida de la inductancia versus la corriente de bias del IV implementado.

TABLA III  
PARÁMETROS DEL CONVERTIDOR REDUCTOR IMPLEMENTADO CON CONTROL MAGNÉTICO PARA CARGA LED

Parámetro	Tipo/Valor
Voltaje de entrada	48 V
Voltaje de salida	25,4 V
Ciclo de trabajo	0,5
Frecuencia de conmutación	100 kHz
Inductor	27 μH – 65 μH
Capacitor	33 μF
Diodo LED	Bridgelux BXRA-C4500
Resistencia dinámica del LED	1,4 Ω
Voltaje de codo del LED	22,5 V
Conmutador de potencia MOSFET	IRF540
Diodo de potencia	MUR840
Resistencia serie de medida de corriente LED	1 Ω

## VI. VERIFICACIÓN EXPERIMENTAL

En primer lugar, se ha medido en el laboratorio la característica de la corriente de salida  $i_o$  versus la tensión de control  $v_c$  mostrada en la 0. Como se puede observar, es posible controlar la corriente de salida dentro de un rango razonablemente amplio por medio de la tensión de control  $v_c$ , que cambia el valor efectivo de la inductancia del convertidor.

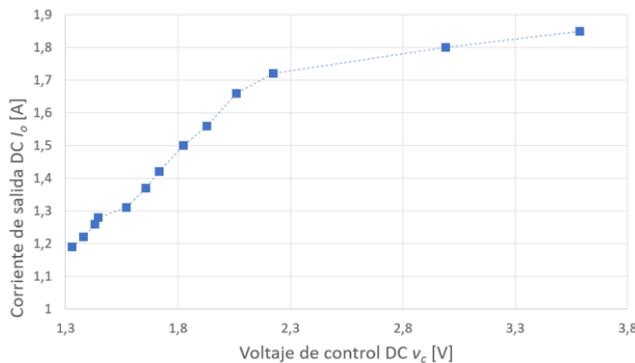


Fig. 12. Característica de la corriente de salida versus el voltaje de control del convertidor reductor con CM para carga LED.

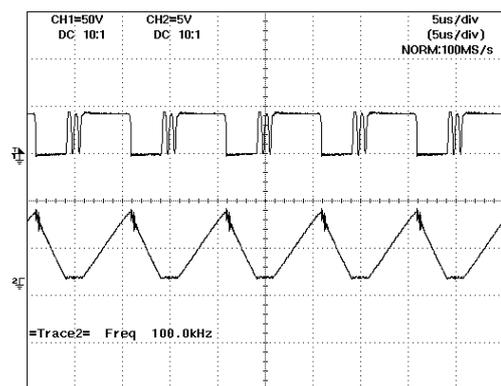
La 0 muestra las formas de onda experimentales de tensión de entrada al filtro LC del convertidor reductor y de corriente por el IV en tres puntos de funcionamiento diferentes. Como se puede observar el convertidor trabaja en MCD si bien en las formas de onda mostradas en la 0c ya se encuentra en el límite entre MCD y MCC

La segunda prueba realizada en el prototipo fue medir la dinámica del sistema mediante la adquisición del diagrama de bode de la función de transferencia del sistema  $G_o(s)$ . Para esta operación se ha utilizado un dispositivo Omicron Bode 100. En la 0 se puede observar la respuesta conseguida que corresponde a un sistema de dos polos a frecuencias en el rango de kHz. De acuerdo a los valores utilizados para el IV de la Tabla II, se ha calculado la frecuencia del polo  $w_c$  de 477,12 Hz. Por otro lado, usando los valores del convertidor implementado mostrados en la Tabla III, el valor calculado de la frecuencia del polo  $w_p$  es de 3,44 kHz. Lo que coincide con el modelo teórico presentado en la sección anterior.

Para probar la regulación del sistema en lazo cerrado, se ha diseñado un compensador PI como se ilustra en la 0. La Tabla V muestra los parámetros del compensador.

La 0 muestra la magnitud y fase de la ganancia del lazo T(s) obtenida experimentalmente del convertidor reductor con CM, cuando se utiliza el compensador que se muestra en la Tabla V. Como se puede ver, la respuesta del lazo concuerda con el análisis teórico. El sistema está bien estabilizado con un margen de fase de alrededor de  $80^\circ$  y un margen de ganancia de alrededor de 25 dB.

La 0 muestra las respuestas experimentales del convertidor reductor operando en lazo cerrado con el CM propuesto correspondientes a la tensión de entrada y la corriente de salida. Como se puede observar se ha aplicado un cambio de voltaje de entrada entre 44 V y 50 V y se ha obtenido una respuesta con un tiempo de estabilización de alrededor de 4 ms, lo cual está en concordancia con el diseño del lazo cerrado del sistema.



(a)

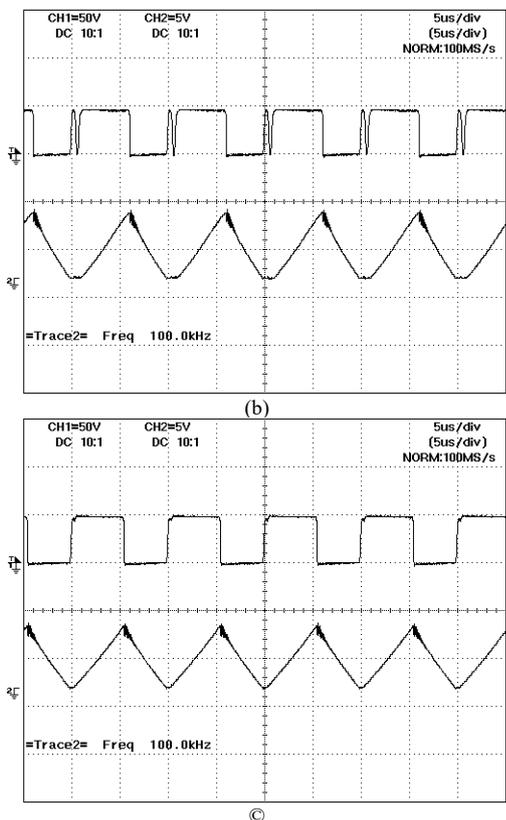


Fig. 13. Formas de onda experimentales en tres puntos de funcionamiento diferentes. Arriba: tensión de entrada al filtro LC del convertidor reductor. Abajo: corriente a través del IV. Escalas: 50 V/div, 1 A/div, 5 µs/div.

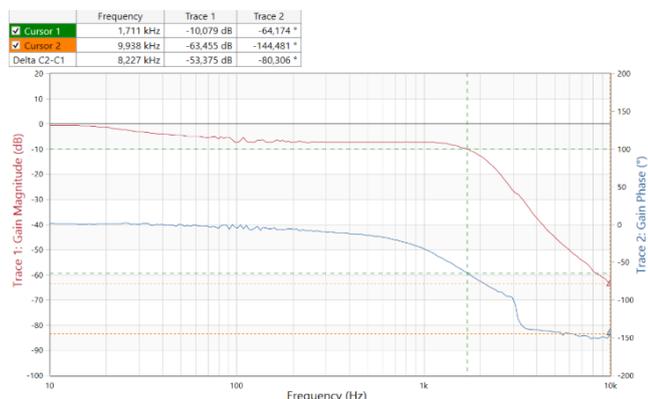


Fig. 14. Respuesta experimental de la función de transferencia de control  $G_o(s)$  correspondiente al convertidor reductor implementado con CM para carga LED.

La Tabla IV muestra las medidas experimentales y el resultado de los cálculos de eficiencia en tres pruebas realizadas para demostrar el rendimiento del convertidor. La eficiencia encontrada es de 97,2%, 95,7% y 96,6% para voltajes de entrada de 42V, 48V y 53V respectivamente, cuando no se consideran las pérdidas en el devanado bias ( $\eta s/bias\%$ ). Teniendo en cuenta las pérdidas debido al control bias, la eficiencia efectiva ( $\eta c/bias\%$ ) del convertidor es de 90,7%, 90,0% y 95,0% para los valores de voltaje indicados anteriormente.

TABLA IV  
EFICIENCIA DEL CONVERTIDOR REDUCTOR IMPLEMENTADO CON CONTROL MAGNÉTICO PARA CARGA LED

$V_i$ [V]	$P_i$ [W]	$I_o$ [A]	$P_o$ [W]	$\eta s/bias\%$	$V_{bias}$ [V]	$I_{bias}$ [A]	$P_{bias}$ [W]	$\eta c/bias\%$
42	38,8	1,45	37,73	97,2	2,0	1,4	2,80	90,7
48	42,2	1,51	39,56	95,7	2,0	0,87	1,74	90,0
53	41,2	1,52	39,80	96,6	2,0	0,35	0,7	95,1

Las pérdidas en CM se relacionan con las que se producen en el devanado secundario del IV, debido a una fuente de DC que se debe utilizar para producir una corriente de bias  $I_{bias}$  de 0.15 hasta unos 0.5 A y a una tensión de bias  $V_{bias}$  de 2VDC, con lo que se consigue realizar la variación del valor de inductancia del IV en el devanado principal. En los parámetros de la Tabla IV,  $P_i$  es la potencia de entrada,  $P_o$  potencia de salida y  $P_{bias}$  las pérdidas de bias que se producen en el devanado secundario del IV. El cálculo del rendimiento se realiza de acuerdo a la siguiente expresión:

$$\eta s/bias\% = \frac{P_i}{P_o} \tag{25}$$

$$\eta c/bias\% = \frac{P_i}{P_o + P_{bias}}$$

TABLA V  
PARÁMETROS DEL COMPENSADOR PI IMPLEMENTADO

Parámetro	Tipo/Valor
Ganancia a alta frecuencia	0 dB
Frecuencia del cero	1,7 kHz
Amplificador operacional	LM358
Resistencias $R_1, R_2$	10 kΩ
Capacidad, $C_1$	10 nF

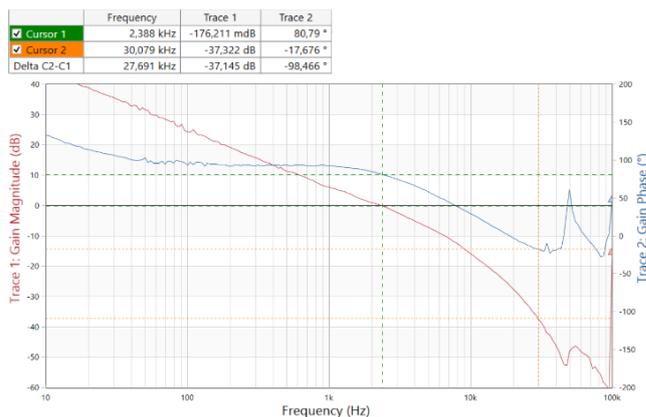


Fig. 15. Ganancia y fase de lazo obtenidas experimentalmente para el convertidor reductor con carga LED operando con un compensador PI y CM.

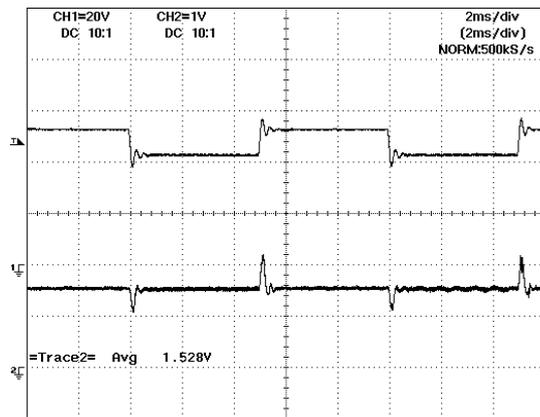


Fig. 16. Respuesta experimental en lazo cerrado del convertidor reductor controlado magnéticamente con un compensador PI. Arriba (CH1): tensión de entrada mostrando un escalón de voltaje entre 44 V y 50 V. Abajo (CH2): corriente de salida por el LED. Escalas: 20 V/div, 1 A/div, 2 ms/div.

## VII. CONCLUSIONES

En este documento se ha presentado el control magnético para el caso de un convertidor reductor DC-DC que opera en MCD aplicado al control de carga LED. También se ha demostrado que es posible utilizar la inductancia de filtro del convertidor como parámetro de control para regular el voltaje o la corriente de salida, lo que se ha denominado control magnético (CM).

Se ha analizado el convertidor reductor de manera precisa tanto estática como dinámicamente para modelar su comportamiento bajo CM. El modelo dinámico del convertidor reductor controlado magnéticamente resulta muy similar al conseguido con otros métodos de control, como el control por modo de voltaje o control por corriente programada.

Debido a que el convertidor opera en MCD, mantiene su comportamiento de primer orden exhibiendo un polo principal dado por la capacitancia del filtro y la resistencia equivalente de la carga. El CM introduce un segundo polo dado por la inductancia efectiva del devanado de bias y por la resistencia resultante de sumar la resistencia de salida de la fuente de corriente utilizada para manejar el bobinado de bias y la resistencia en serie del mismo bobinado de bias.

Los resultados experimentales obtenidos son consistentes con el modelo teórico del convertidor reductor con CM. También se ha demostrado cómo el convertidor puede ser controlado en lazo cerrado con un compensador PI simple que se puede conseguir sobre la base de métodos de diseño convencionales. La medición experimental de la ganancia del lazo del convertidor y la respuesta de los saltos de voltaje de entrada concuerdan totalmente con el diseño de lazo cerrado del convertidor, esto debido a que el valor de los polos y ceros del sistema teórico se encuentran en el rango de los kHz por lo que la respuesta del sistema debe tener un tiempo de estabilización del orden de los milisegundos, lo cual se evidencia en la respuesta experimental.

También se concluye que la ventaja principal de utilizar CM es que se dispone de un parámetro adicional de control frente a los métodos convencionales. Entonces se pueden combinar varias técnicas a la vez para mejorar el comportamiento del convertidor. Igualmente, esta técnica

podrá ser utilizada en una variedad de aplicaciones donde se requieran convertidores DC-DC. Sin embargo, cada aplicación deberá ser analizada de manera teórica preliminarmente considerando todos sus componentes para desarrollar apropiadamente la técnica de control necesaria.

Existen muchas aplicaciones del uso de convertidores DC-DC y los métodos de control buscan mejorar el rendimiento en función de parámetros como la frecuencia, ciclo de trabajo y otros factores tales como reducir las pérdidas en las etapas del convertidor. La eficiencia para convertidores DC-DC reductores operando en MCD generalmente está entre el 80% y 97% [5][32]. Por otro lado, existen reportes como en [33] donde se logran obtener valores entre el 76% y 94%. En nuestro caso considerando las pérdidas del convertidor en el IV se ha conseguido valores de eficiencia entre el 90 y 95%, lo cual presenta características de rendimiento que cumplen con las normas de eficiencia aplicadas en iluminación LED tales como IEC-60598-1 e IEC 62612.

El método de CM al conseguir niveles de rendimiento hasta un 95% en convertidores DC-DC aplicados al control de iluminación LED, cumple con los estándares de eficiencia para drivers de iluminación LED, por lo que se podrá reducir los niveles de consumo de energía en aplicaciones LED en un valor adicional del 5% respecto a los métodos de control tradicionales, con lo que se contribuye a la reducción de la huella de carbono al aplicarlo en sistemas de iluminación LED para edificios.

## REFERENCIAS

- [1] United Nations, "The Sustainable Development Goals Report 2017" United Nations Publications, New York, NY, pp. 1-7, 2017.
- [2] E.F. Schubert; LIGHT EMITTING DIODES. Cambridge. 2006.
- [3] N. Mohan, T.M. Underland and W. P. Robbins, "Power Electronics" 1995. pp. 161-199, Jul. 2017.
- [4] J. M. Alonso; "LED Lighting and Drivers," Amazon KDP, 2019.
- [5] M. K. Kazimierzczuk; Pulse Width Modulated DC-DC Power Converters. Wiley, 2008.
- [6] S. M. Ahsanuzzaman ; Timothy McRae ; Mor M. Peretz ; Aleksandar Prodić; "Low-volume buck converter with adaptive inductor core biasing," Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 335 – 339, 2012.
- [7] A. S. Kislovski, "Quasi-linear controllable inductor," Proc. of the IEEE, vol. 75, No. 2, Feb. 1987, pp. 267-269.
- [8] D. Medini, S. Ben-Yaakov, "A current-controlled variable-inductor for high frequency resonant power circuits," App. Power Electr. Conf. and Exp., pp. 219-225, vol. 1, 13-17 Feb. 1994.
- [9] J. M. Alonso, M. A. Dalla Costa, M. Rico-Secades, J. Cardesín, J. Garcia, "Investigation of a New Control Strategy for Electronic Ballasts Based on Variable Inductor", IEEE Trans. on Ind. Electr., vol. 55, N° 1, pp. 3-10, Jan. 2008.
- [10] M. F. Menke, M. F. da Silva, A. R. Seidel, M. S. Perdigão and J. M. Alonso, "High power factor dimmable self-oscillating electronic ballast with variable inductor control," IEEE App. Power Electr. Conf. and Expo. (APEC), 2015, Charlotte, NC, 2015, pp. 3314-3321.
- [11] J. M. Alonso, M. S. Perdigão, D. G. Vaquero, A. J. Calleja, E. S. Saraiva, "Analysis, Design, and Experimentation on Constant-Frequency DC-DC Resonant Converters With Magnetic Control," IEEE Trans. on Power Electr., vol. 27, no. 3, pp. 1369-1382, March 2012.
- [12] Y. Wei, Q. Luo, S. Chen, Q. He and L. Zhou, "A High Efficiency Single Stage Bi-directional Battery Charger with Magnetic Control," 2018 IEEE Int. Power Electronics and Application Conf. and Expo. (PEAC), Shenzhen, 2018, pp. 1-6.
- [13] M. S. Perdigão, J. M. Alonso, M. A. Dalla Costa, E. S. Saraiva, "Comparative Analysis and Experiments of Resonant Tanks for Magnetically Controlled Electronic Ballasts," Ind. Electr., IEEE Trans. on, vol.55, no.9, pp. 3201-3211, Sept. 2008.
- [14] M. S. Perdigão, J. P. F. Trovao, J.P.F., J. M. Alonso, E. S. Saraiva, "Large-Signal Characterization of Power Inductors in EV

- Bidirectional DC-DC Converters Focused on Core Size Optimization," *Industrial Electronics, IEEE Trans. on*, vol.62, no.5, pp. 3042-3051, May 2015.
- [15] M. S. Perdigao, J. M. Alonso, E. S. Saraiva, "Magnetically-controlled dimming technique with isolated output," *Electr. Letters*, vol. 45, no. 14, pp. 756-758, July 2009.
- [16] M. S. Perdigao, J. M. Alonso, M. A. Dalla Costa, E. S. Saraiva, "Using Magnetic Regulators for the Optimization of Universal Ballasts," *IEEE Trans. on Power Electr.*, vol.23, no.6, pp. 3126-3134, Nov. 2008.
- [17] F. Sichirollo, J. M. Alonso and G. Spiazzi, "Use of current controlled mutual inductor to limit recycling current in the AHB-Flyback converter," *IECON 2012 - 38th Annual Conf. on IEEE Ind. Electr. Soc.*, Montreal, QC, 2012, pp. 4611-4616.
- [18] R. A. Pinto, R.A., J. M. Alonso, M. S. Perdigao, M. F. da Silva, R. N. do Prado, "A new technique to equalize branch currents in multiarray LED lamps based on variable inductor," *Ind. App. Soc. Annual Meeting, IEEE*, pp. 1-9, 5-9 Oct. 2014.
- [19] C.-Y. Lim, J. H. Kim, Y. Jeong, D.-K Kim, H.-S. Youn, G.-W. Moon, "A high efficiency critical mode boost PFC using a variable inductor," *2016 IEEE 8th Int. Power Electr. and Motion Control Conf. (IPEMC-ECCE Asia)*, Hefei, 2016, pp. 2792-2797.
- [20] J. M. Alonso, M. Perdigão, M. A. Dalla Costa, G. Martínez, R. Osorio; "Analysis and Design of a Novel Variable-Inductor-Based LED Driver for DC Lighting Grids," *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meeting Conf. Rec.*, Oct. 2016.
- [21] Q. M. Luo, H. Yan, S. Chen and L. W. Zhou, "Interleaved high step-up zero-voltage-switching boost converter with variable inductor control," in *IET Power Electr.*, vol. 7, no. 12, pp. 3083-3089, 12 2014.
- [22] M. S. Perdigao, M. Menke, A. R. Seidel, R. A. Pinto, J. M. Alonso, "A review on variable inductors and variable transformers: Applications to lighting drivers," *IEEE Trans. on Ind. App.*, Jan. 2016.
- [23] Y. Hu, L. Huber and M. M. Jovanović, "Single-Stage, Universal-Input AC/DC LED Driver With Current-Controlled Variable PFC Boost Inductor," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1579-1588, March 2012.
- [24] U. Boeke, "Scalable fluorescent lamp driver using magnetic amplifiers," *European Power Electr. Conf. and Expo. (EPE)*, pp. 1-10, 2005.
- [25] Y. Wei, N. Altin, Q. Luo and A. Nasiri, "A High Efficiency, Decoupled On-board Battery Charger with Magnetic Control," *International Conf. on Renew. Energy Research and Applic. (ICRERA)*, Paris, 2018, pp. 920-925.
- [26] J. M. Alonso, G. Martínez, M. Perdigão, M. R. Cosetin and R. N. do Prado, "A Systematic Approach to Modeling Complex Magnetic Devices Using SPICE: Application to Variable Inductors," in *IEEE Trans. on Power Electr.*, vol. 31, no. 11, pp. 7735-7746, Nov. 2016.
- [27] J. M. Alonso, M. Perdigão, G. Z. Abdelmessih, M. A. Dalla Costa, Y. Wang, "SPICE Modeling of Variable Inductors and its Application to Single Inductor LED Driver Design," in *IEEE Trans. on Ind. Electr.*, vol. 64, no. 7, 5894-5903, Jul. 2017.
- [28] J. M. Alonso, M. Perdigão, M. A. Dalla Costa, G. Martínez and R. Osorio, "Analysis and Experiments on a Single-Inductor Half-Bridge LED Driver with Magnetic Control," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 32, no. 12, 9179-9190
- [29] J. M. Alonso, M. Perdigão, M. A. Dalla Costa, S. Zhang, Y. Wang; "Variable inductor modeling revisited: The analytical approach," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 895-902, 2017
- [30] J. M. Alonso, M. Perdigão, M. A. Dalla Costa, S. Zhang, Y. Wang; "Analysis and experimentation of the quad-U variable inductor for power electronics applications," *IET Power Electronics*, 11 (14), 2330-2337, 2019.
- [31] Y. Wang, J.M. Alonso and X. Ruan, "A Review of LED Drivers and Related Technologies" *2017. IEE Trans. Industrial Electron.*, vol.64, no. 64, pp.5754-5765, Jul. 2017.
- [32] V. Singh and A. N. Tiwari, "Study and Comparison of various types of Converters used for Solar PV: A Review," *2018 International Conference on Power Energy, Environment and Intelligent Control (PEEIC)*, pp. 658-664, 2018.
- [33] V. Singh and A. N. Tiwari, "A Research of Efficiency Characteristic for Buck Converter," *2nd International Conference on Industrial Mechatronics and Automation*, pp. 232-235, 2010.



**Héctor F. Chinchero**, graduado en Ingeniería Electrónica, Automatización y Control por la Universidad de las Fuerzas Armadas de Ecuador (ESPE) en 2003 y Master en Domótica y Hogar Digital por la Universidad Politécnica de Madrid en 2005, España. Actualmente es

estudiante de doctorado dentro del Programa de Energía y Control de Procesos de la Universidad de Oviedo. Es director de I+D+i en CINTELAM Campos Inteligentes de América Cia. Ltda. Sus áreas de interés en investigación son sistemas de conversión de energía, sistemas de iluminación LED, domótica, inmótica y entornos inteligentes.



**J. Marcos Alonso**, (S'94, M'98, SM'03). Master en Ingeniería Eléctrica, Electrónica Industrial y Automática por la Universidad de Oviedo, España, en 1990 y doctorado en Ingeniería Eléctrica en 1994 por la misma universidad. Desde 2007 es profesor catedrático del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la

Universidad de Oviedo. Prof. Alonso es co-autor de más de 400 artículos en revistas y conferencias, incluyendo 100 publicaciones en revistas de alto índice de impacto. Sus temas de interés en investigación son iluminación electrónica, convertidores dc-dc, inversores resonantes y convertidores conmutados de alta frecuencia en general. Es co-inventor de 7 patentes españolas. Prof. Alonso obtuvo el premio Early Career Award de la sociedad IEEE IES en 2006. También obtuvo el Premio Extraordinario de Doctorado de la Universidad de Oviedo. Ha obtenido 9 premios a artículos publicados en IEEE. Actualmente es editor asociado del *IEEE Transactions on Power Electronics* y del *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics on Power Electronics*. Ha sido editor invitado de diversos números especiales en revistas IEEE y ha organizado diversas sesiones especiales en conferencias de IEEE. En el período 2017-2018 fue presidente del IEEE IAS Industrial Lighting and Displays Committee (ILDC). Ha sido Member-at-Large del IEEE IAS Executive Board desde 2013 a 2016, donde actualmente es presidente del IAS Awards Department.