

Diseño y evaluación de un sistema de iluminación de estado sólido de 28 W con alto factor de potencia

Gerardo Hernández Molina

Instituto Tecnológico de Morelia, Av. Tecnológico 1500, Lomas de Santiaguito, Morelia Michoacán,
014433121570
gera.hdez.m@gmail.com

Javier Correa Gómez

Instituto Tecnológico de Morelia, Av. Tecnológico 1500, Lomas de Santiaguito, Morelia Michoacán,
014433121570
jcorrea@itmorelia.edu.mx

Resumen

En el presente trabajo se presenta el diseño de una fuente de alimentación para un sistema de iluminación de estado sólido de veintiocho watts utilizando dos etapas en cascada (corrección de factor de potencia y fuente de corriente constante). Las principales características de la fuente de alimentación realizada son: alto factor de potencia, bajo contenido armónico, aislamiento galvánico y control de corriente constante independiente. Se desarrolló la metodología de diseño correspondiente, se evaluó el desempeño eléctrico y además se presentan los parámetros de interés obtenidos para la evaluación de la solución propuesta, los cuales son: factor de potencia, distorsión armónica total de corriente, eficiencia eléctrica, regulación de tensión y regulación de corriente.

Palabras Claves: Distorsión armónica total, eficiencia, electrónica de potencia, factor de potencia, sistemas de iluminación.

1. Introducción

El desarrollo de diodos emisores de luz (LED) de alto brillo ha revolucionado la industria de la iluminación en años recientes. Los sistemas de iluminación basados en semiconductores están remplazando a la tecnología incandescente en diferentes aplicaciones debido a su insuperada confiabilidad y eficiencia. Dichas aplicaciones incluyen señales de tráfico, iluminación de emergencia, decorativa y automotriz. Para mayor información sobre la tendencia en el desarrollo de los sistemas de iluminación de estado sólido véase [1, 2].

La primera etapa de los convertidores “fuera de línea”, típicamente consiste en un puente rectificador de onda completa con filtro capacitivo con el cual se obtiene un bus de CD no regulado de la línea de CA. El capacitor debe ser lo suficientemente grande para obtener un rizo relativamente bajo en el bus de CD. Esto significa que la tensión de línea instantánea está por debajo de la tensión en el capacitor la mayoría del tiempo, así el rectificador conduce sólo por una pequeña porción en cada medio ciclo de la línea [3, 4]. La corriente que se demanda de la línea es entonces una serie de pulsos angostos cuya amplitud es de cinco a diez veces superior que el valor de CD resultante [4].

Por lo anterior resultan muchos inconvenientes: se demanda una corriente pico y RMS mayor a la línea, distorsión de la tensión de línea, sobre corriente en el neutro en sistemas trifásicos y después de todo un aprovechamiento pobre de la capacidad de energía del sistema de potencia. Esto puede ser medido en términos del contenido armónico o el factor de potencia (FP) [4].

La etapa de entrada en una fuente de CD tradicional con filtro capacitivo tiene un bajo factor de potencia (0.5-0.7) y alto contenido armónico. Utilizando técnicas de corrección activa del factor de potencia se puede demandar de la línea una corriente cuasi senoidal, en fase con la tensión de línea, mediante un “pre regulador” conocido como corrector de factor de potencia (CFP) el cual se localiza entre el puente rectificador y el filtro capacitivo [4].

El factor de potencia puede llegar a ser muy cercano a la unidad (más de 0.99 es posible) además los inconvenientes antes mencionados se eliminan. Muchas de las aplicaciones que emplean LED como fuente de luz requieren un convertidor de potencia con corriente constante, una baja tensión de CD a la salida y un factor de potencia unitario en la entrada.

Un convertidor Fly-Back puede ser una solución simple para los sistemas de iluminación de estado sólido. Cuando opera en modo de conducción discontinuo el convertidor Fly-Back inherentemente brinda un buen factor de potencia debido a que la corriente pico en su inductor es proporcional a la tensión instantánea de entrada [5]. Para mayor información sobre los métodos para lograr la corrección del factor de potencia y de forma particular la corrección de manera activa véase [6, 7, 8].

2. Desarrollo

Para realizar el sistema de iluminación de estado sólido se planteó el diseño y construcción de una fuente de alimentación conmutada (SMPS) con corrección de factor de potencia de manera activa y corriente constante. La fuente de alimentación consta de dos etapas separadas, una para la corrección del factor de potencia (CFP) y la segunda es un convertidor CD/CD conmutado para el control de corriente constante (CC). La Fig. 1 muestra el diagrama a bloques de la fuente de alimentación para el sistema de iluminación de estado sólido.

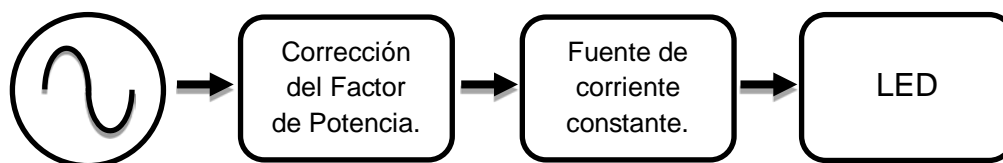


Fig. 1. Solución propuesta para el sistema de iluminación de estado sólido.

Solución propuesta (L6561+HV9910)

La primera etapa se encarga de realizar la corrección del factor de potencia de manera activa y regular la tensión de salida del CFP.

A partir de una tensión de CD la segunda etapa realiza el control de corriente constante para el LED. Es importante señalar que la eficiencia total resulta de multiplicar la eficiencia de la primera etapa por la eficiencia de la segunda, por lo que la eficiencia total es inferior. A continuación se describen de manera más detallada las características de cada etapa de la solución propuesta.

a) *Corrector de factor de potencia (CFP)*

Debido a que uno de los requisitos del sistema de iluminación es que el factor de potencia sea lo más cercano a la unidad se utilizó la topología Fly-Back con alto factor de potencia (véase [9].) y el CI L6561 de ST micro electronics. La Fig. 2 muestra el diagrama esquemático empleado para el CFP.

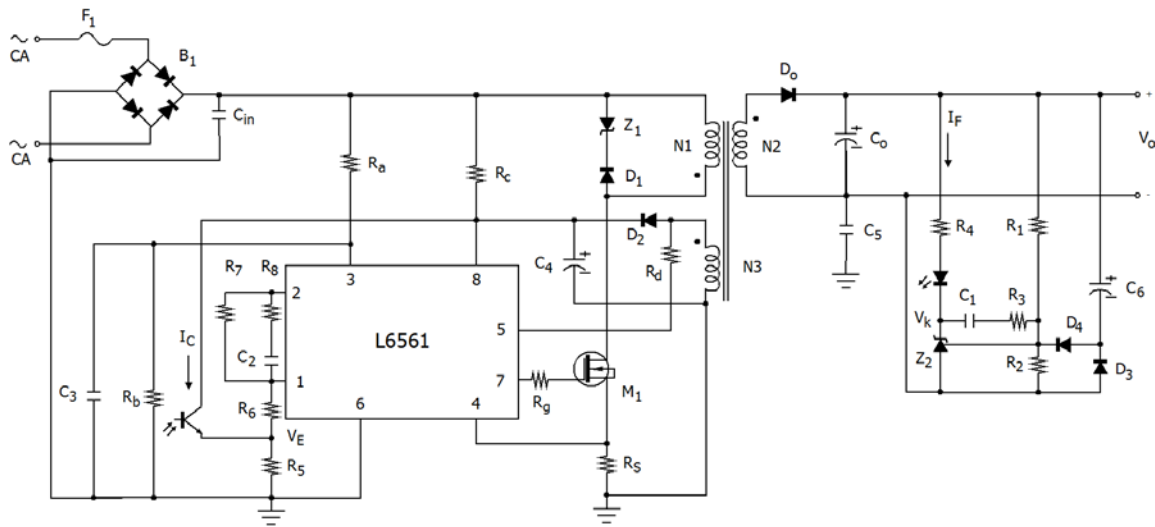


Fig. 2. Configuración del CFP [9].

Las principales características del CI L6561 se muestran a continuación.

- Se puede lograr un FP mayor a 0.9 [9].

- Filtro pasa bajas incluido en la terminal CS.
- Se emplea como Corrector de Factor de Potencia (CFP).
- Se puede utilizar para controlar diferentes topologías (Elevador, Fly-Back).
- Cuenta con protección contra sobre voltaje de salida y la posibilidad de habilitar/deshabilitar el convertidor.
- Aplicaciones: SMPS de baja potencia (<150W), cargadores de batería, adaptadores CA-CD.

b) Fuente de corriente constante (CC)

Para asegurar un flujo luminoso estable los LED requieren que circule a través de ellos una corriente constante ya que la cantidad de luz emitida por el LED depende de la corriente que se le aplica. Por lo anterior resulta necesaria una fuente de corriente constante para alimentar los LED. En la Fig. 3 se muestra el diagrama esquemático utilizado para la fuente de corriente constante empleando el CI HV9910 de Supertex Inc.

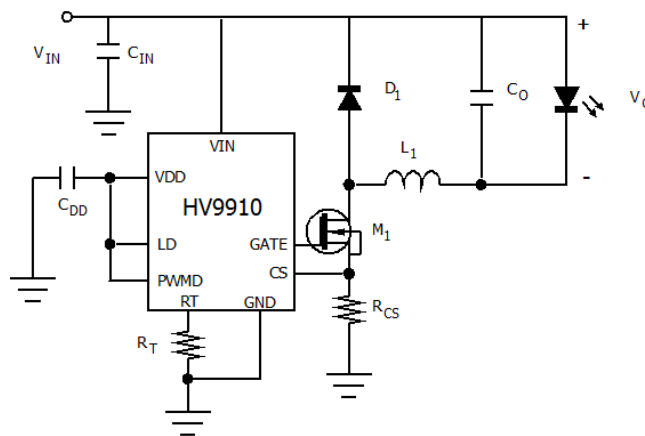


Fig. 3. Configuración de la fuente corriente constante [10].

Las principales características del CI HV9910 se muestran a continuación.

- Controla un convertidor reductor.
- Requiere pocos componentes.

- Fuente de corriente constante.
- Cuenta con la opción de dimming (PWM o lineal).
- Aplicaciones: iluminación decorativa, cargadores, fuente de corriente constante, drivers LED de CD/CD o CA/CD.

Metodología de diseño empleada

Para realizar el diseño del corrector de factor de potencia se partió de las especificaciones mostradas en la Tabla 1 y se siguió la metodología de diseño mostrada por el fabricante del L6561 en [9]. Para elaborar el diseño de la fuente de corriente constante se partió de las especificaciones mostradas en la Tabla 2 y se utilizó como guía la metodología de diseño descrita por el fabricante del HV9910 en [11]. Para facilitar los cálculos realizados en el procedimiento de diseño tanto del CFP como en el de la fuente de CC se utilizó una hoja de cálculo. Debido a que ambas metodologías de diseño se basan en las ecuaciones que describen el comportamiento de cada circuito, el incluir todas ellas extendería el presente trabajo.

Por lo anterior sólo se incluyen los cálculos realizados para obtener los componentes de mayor importancia y si se desean consultar las metodologías utilizadas de manera detallada véase [9, 11]. Para mayor información sobre el diseño, “ajuste” y el método de control utilizado en el corrector de factor de potencia véase [12, 13, 14].

Parámetro	Valor
Tensión de entrada (V_{in})	90~260V _{CA}
Tensión de salida (V_o)	40V

Corriente de salida (I_o)	0.9A
Potencia de salida (P_o)	36W
Frecuencia minima de operación (F_s)	25kHz
Eficiencia esperada (η)	85%
Tensión reflejada (V_R)	100V
Sobre tensión en inductancia parasita (ΔV)	70V
Distorsión armónica total (THD)	13.7%
Factor de potencia (PF)	0.99

Tabla 1. Especificaciones de diseño para el CFP.

Parámetro	Valor
Tensión de entrada (V_{in})	40V
Tensión de salida (V_o)	20V
Corriente de salida (I_o)	1.4A
Potencia de salida (P_o)	28W
Frecuencia de operación (F_s)	103kHz
Eficiencia esperada (η)	90%
Rizo de corriente de salida (ΔI_o)	30%

Tabla 2. Especificaciones de diseño para la fuente de corriente constante.

Cálculo de los componentes básicos del corrector de factor de potencia

El valor de la inductancia del devanado primario del transformador se calcula a partir de las especificaciones de diseño mostradas en la Tabla 1 y mediante (1), en donde $F_2 (K_V)$ es una función característica de la topología utilizada en el CFP y su valor es de 0.2531.

$$L_P = \frac{(V_{ACmin})^2 \cdot V_R \cdot \eta \cdot F2(K_V)}{100 \cdot (V_R + V_{ACmin} \cdot \sqrt{2}) \cdot f_{swmin} \cdot V_o \cdot I_o} \quad (1)$$

Entonces el valor de la inductancia del devanado primario del transformador resulta: $L_P = 786.78\mu\text{H}$. La relación de transformación se obtiene a partir de la tensión de salida (V_o), la tensión reflejada (V_R) y la caída de tensión en el diodo de salida (V_f) mediante (2).

$$n = \frac{V_R}{V_o + V_f} \quad (2)$$

Entonces la relación de transformación obtenida es: $n = 2.4242$. La tensión drenador-surtidor máxima en el MOSFET y la corriente de drenador máxima se calculan mediante (3) y (4) respectivamente.

$$V_{DSmax} = V_{ACmax} \cdot \sqrt{2} + V_R + \Delta V \quad (3)$$

$$I_{Dmax} = \frac{V_o \cdot I_o \cdot 200}{V_{ACmin} \cdot \sqrt{2} \cdot F2(K_V) \cdot \eta} \quad (4)$$

Sustituyendo las especificaciones de diseño requeridas de la Tabla 1 en (3) y (4), se obtiene: $V_{DSmax} = 543.35\text{V}$ e $I_{Dmax} = 2.7778\text{A}$. La tensión inversa máxima y la corriente promedio máxima que debe soportar el diodo de salida se calculan mediante (5) y (6) respectivamente.

$$V_{REVmax} = \frac{V_{ACmax} \cdot \sqrt{2}}{n} + V_o \quad (5)$$

$$I_F = 0.4 \cdot \frac{2 \cdot I_o \cdot V_R}{V_{ACmin} \cdot \sqrt{2} \cdot F2(K_V)} \quad (6)$$

Sustituyendo las especificaciones de diseño de la Tabla 1 requeridas en (5) y (6) así como el valor de la función característica $F2(K_V)$, se obtiene: $V_{REVmax} = 194\text{V}$ e $I_F = 2.3611\text{A}$.

Cálculo de los componentes básicos de la fuente de corriente constante

El valor del inductor requerido en la fuente de corriente constante se calcula mediante (7) utilizando los parámetros de diseño de la Tabla 2.

$$L = (V_{IN} - V_{LED}) \cdot \frac{V_{LED}}{0.3 \cdot I_{LED} \cdot V_{IN} \cdot F_{OSC}} \quad (7)$$

Entonces, el valor del inductor resulta: $L = 230.48\mu\text{H}$. La tensión drenador-surtidor máxima del MOSFET incluyendo un margen de seguridad del 50% se obtiene mediante (8), mientras que el valor de su corriente RMS máxima se calcula mediante (9).

$$V_{FET} = 1.5 \cdot (V_{IN(MAX)}) \quad (8)$$

$$I_{FET} \approx I_{O(MAX)} \cdot \sqrt{0.5} \quad (9)$$

Sustituyendo las especificaciones de diseño de la Tabla 2 requeridas en (8) y (9), se obtiene: $V_{FET} = 67.5\text{V}$ e $I_{FET} = 0.899\text{A}$. El valor de la tensión inversa máxima del diodo de la fuente de corriente constante es el mismo que el del MOSFET, como se muestra en (10), mientras que el valor de la corriente promedio que circula a través de él se obtiene mediante (11).

$$V_{DIODE} = V_{FET} \quad (10)$$

$$I_{DIODE} = 0.5 \cdot I_{O(MAX)} \quad (11)$$

Entonces la tensión y corriente del diodo resultan: $V_{DIODE} = 67.5\text{V}$ e $I_{DIODE} = 0.7\text{A}$.

3. Resultados

Con el objetivo de evaluar el comportamiento y el desempeño eléctrico de la solución propuesta se realizaron las pruebas experimentales correspondientes. Los parámetros de interés analizados son: regulación de la corriente y tensión de salida, factor de potencia, distorsión armónica total de corriente y eficiencia eléctrica. Para medir los parámetros de entrada (Factor de potencia, distorsión armónica total de corriente,

potencia de entrada, etc) así como para realizar el barrido de tensión de entrada se empleó la fuente de alimentación de corriente alterna/analizador de potencia agilent 6813B. Como carga se empleó un arreglo de cuatro LED de 7W en paralelo. Las especificaciones de cada LED son: tensión nominal 20V, corriente nominal 0.35A, temperatura de color de 5700K y un índice de rendimiento de color de aproximadamente 73.

Resultados a tensión de alimentación nominal ($V_{IN} = 127V_{CA}$)

La Fig. 4 muestra las formas de onda de la tensión y corriente de salida de la fuente de alimentación a tensión de entrada nominal y plena carga. La Fig. 4 a) muestra la forma de onda de la tensión de salida, se observa un valor promedio de 20.4V y un rizo de 2V. La Fig. 4 b) muestra la forma de onda de la corriente de salida de la fuente de corriente constante conectada al CFP.

Se observa que el valor promedio obtenido es 1.36A, 40mA por debajo del valor establecido en el diseño (1.40A) y representa una variación del 2.86%. El valor del rizo de corriente obtenido es de 440mA, mientras que el valor establecido en el diseño es de 420mA (30% de la corriente de salida) lo cual representa una diferencia de 20mA. Los resultados de la regulación de corriente para todo el rango de alimentación se muestran en la Fig. 10.

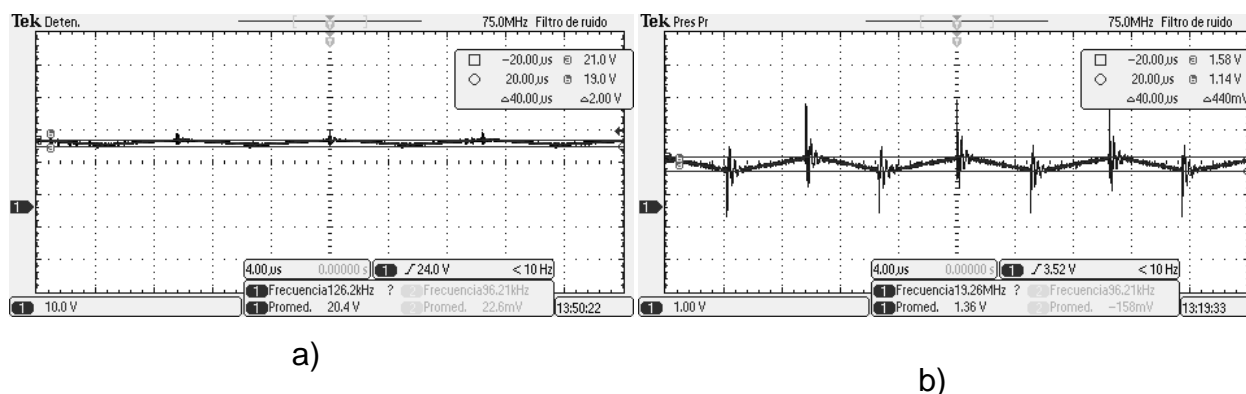


Fig. 4. a) Tensión de salida, b) Corriente de salida.

La Fig. 5 muestra la forma de onda de la tensión y corriente de entrada medida de la fuente de alimentación para una tensión de entrada nominal y plena carga, sin incorporar filtro EMI.

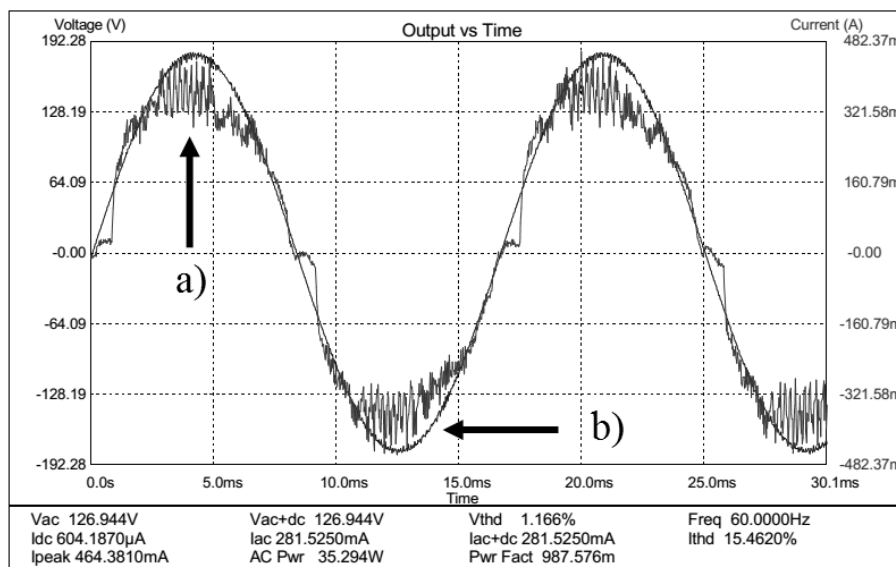
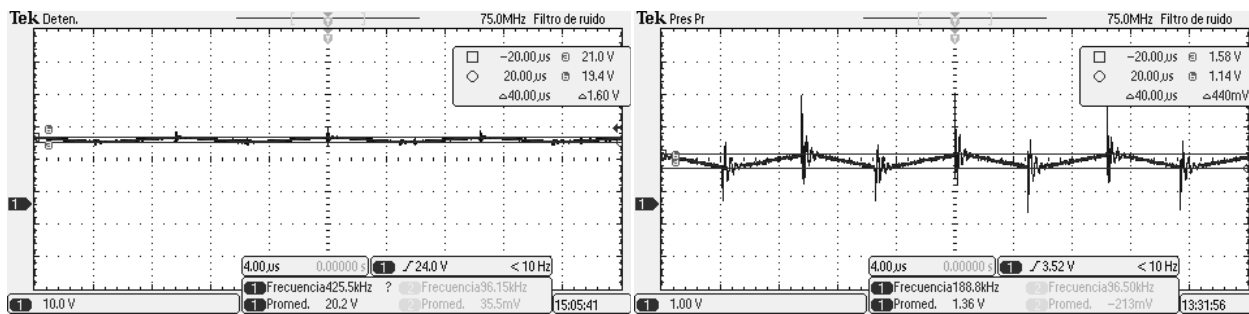


Fig. 5. a) Corriente de entrada. b) Tensión de entrada.

Se observa que la forma de onda de la corriente de entrada (Fig. 5 a)) se asemeja a una forma senoidal y está prácticamente en fase con la tensión de entrada (Fig. 5 b)). El factor de potencia obtenido a tensión de entrada nominal es de 98.7% y la distorsión armónica total de corriente es de 15.4%. Los resultados obtenidos del factor de potencia y la distorsión armónica total de corriente para todo el rango de alimentación se muestran en la Fig. 11 y en la Fig. 12 respectivamente.

Resultados a tensión de alimentación alta ($V_{IN} = 220V_{CA}$)

La Fig. 6 muestra la forma de onda de la tensión y corriente de salida de la fuente de alimentación para una tensión de entrada igual a $220V_{CA}$ y plena carga. En la Fig. 6 a) se muestra la tensión de salida, se observa un valor promedio de 20.2V con un rizo pico a pico de 1.6V. La variación de la tensión promedio de salida obtenida respecto al valor de diseño es del 1%. La Fig. 6 b) muestra la corriente de salida, se observa un valor promedio de 1.36A con un rizo pico a pico de 440mA. Por lo tanto, la corriente promedio de salida presenta una variación de 2.86% respecto al valor de diseño.



a)

b)

Fig. 6. a) Tensión de salida, b) Corriente de salida.

A medida que aumenta la tensión de entrada aplicada, el esfuerzo eléctrico en los dispositivos de conmutación también lo hace, por lo tanto resulta de gran importancia analizar cómo se comporta la fuente de alimentación a alta tensión. La Fig. 7 muestra la forma de onda de la tensión y corriente de entrada de la fuente de alimentación a alta tensión, sin filtro EMI y plena carga.

Se puede observar que la corriente de entrada está prácticamente en fase con la tensión de entrada, aún se asemeja a una forma senoidal pero cerca de los cruces por cero sigue presentando distorsión, el THD de corriente es de 12.17% y el factor de potencia obtenido es de 98.64%.

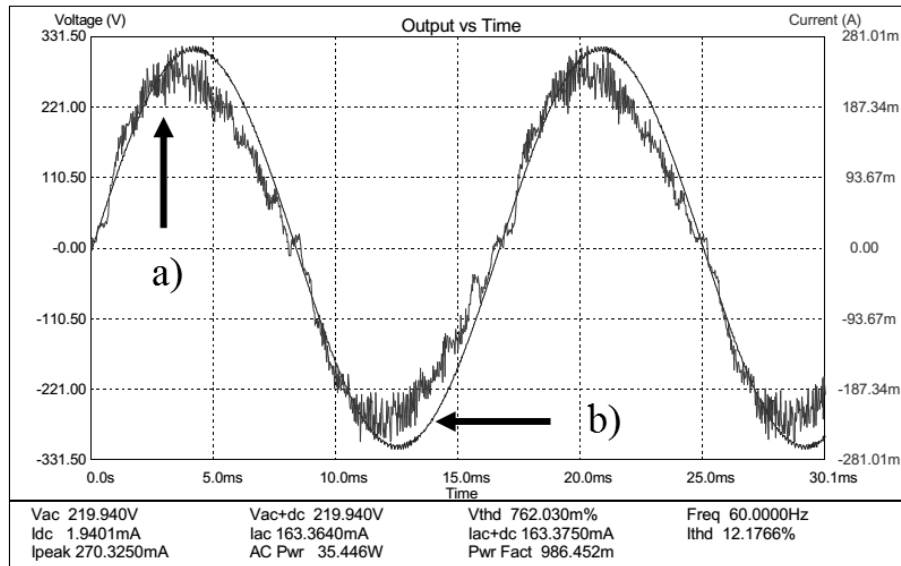


Fig. 7. a) Corriente de entrada. b) Tensión de entrada.

Armónicos de la corriente de entrada

En la Fig. 8 se muestra el valor medido de los armónicos de la corriente de entrada así como su valor máximo permitido de acuerdo a la norma IEC1000-3-2 para equipos clase C.

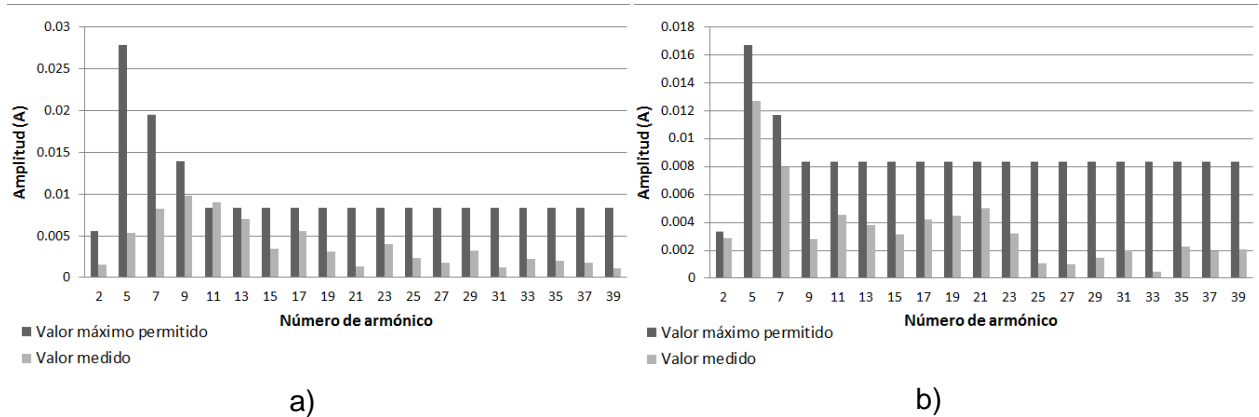


Fig. 8. Armónicos de la corriente de entrada. a) $V_{IN} = 127V_{CA}$, b) $V_{IN} = 220V_{CA}$.

Es importante señalar que en ninguna de las comparativas realizadas en la Fig. 8 se incluye el valor del tercer armónico. Esto se debe a que su valor máximo permitido es igual a treinta por el factor de potencia, generando un valor mucho mayor que el resto de los armónicos para este caso en particular. Además, al incluirlo, la escala utilizada no permitiría visualizar de manera adecuada la comparativa de los armónicos restantes.

Sin embargo, debido a que el factor de potencia obtenido es cercano a la unidad el valor máximo permitido para el tercer armónico resulta cercano a treinta, el cual es mucho mayor incluso que la corriente total. Por lo tanto resulta evidente que en ninguno de los casos se supera el valor máximo permitido para el tercer armónico. La Fig. 8 a) muestra los armónicos de la corriente de entrada a tensión de entrada nominal, se observa que sólo el armónico 11 supera el límite permitido. En la Fig. 8 b) se muestran los armónicos de la corriente de entrada a alta tensión ($220V_{CA}$), se observa que ningún armónico supera el límite permitido. Tanto en la Fig. 8 a) como en la Fig. 8 b) se realizaron las mediciones sin incluir filtro EMI en la entrada y a plena carga.

En la Fig. 9 se muestra la regulación de la tensión de salida de la fuente de alimentación para todo el rango de tensión de entrada, el valor máximo de la tensión de salida no supera los 20.5V y no es inferior a 20V, es decir la variación más grande respecto al valor establecido en el diseño (20V) es de 2.5%.

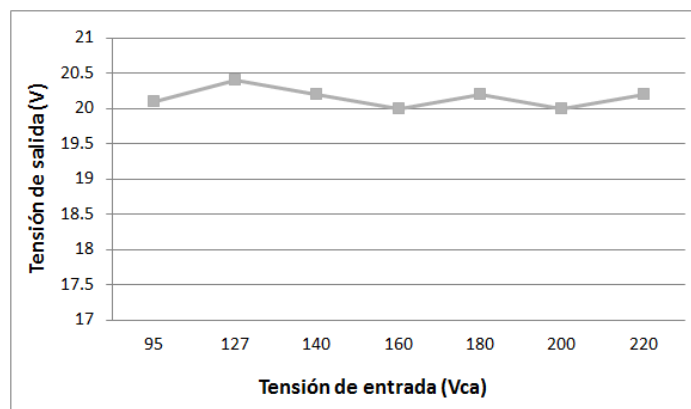


Fig. 9. Regulación de la tensión de salida.

Uno de los parámetros de importancia en las fuentes de alimentación para LED es asegurar la regulación de la corriente de salida ya que de ello depende la cantidad de luz que se emite. En la Fig. 10 se muestra la regulación de la corriente de salida de la fuente de alimentación para LED, la cual prácticamente se mantiene constante en todo el rango de alimentación y su valor se encuentra muy cercano a 1.4A (valor de diseño). La diferencia más significativa en la corriente de salida es de 50mA y representa una variación de 3.4% respecto al valor de diseño.

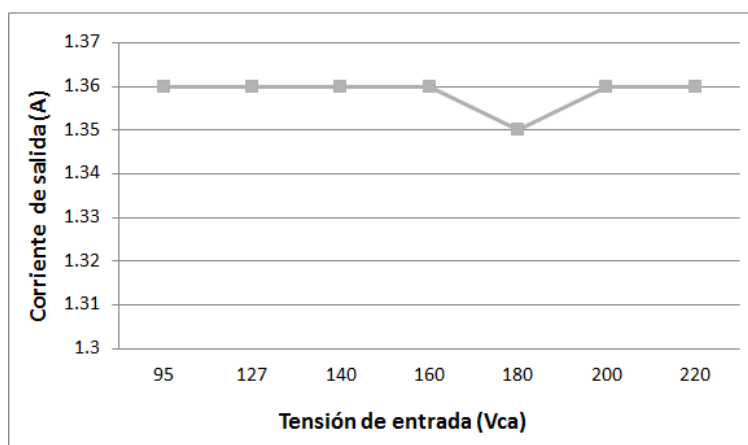


Fig. 10. Regulación de la corriente de salida.

En la Fig. 11 se muestra el factor de potencia obtenido de la fuente de alimentación, se observa que en el rango de 127-200V_{CA} el factor de potencia es cercano al 99% mientras que para 95V_{CA} y 220V_{CA} en la entrada es ligeramente menor pero superior al 97%.

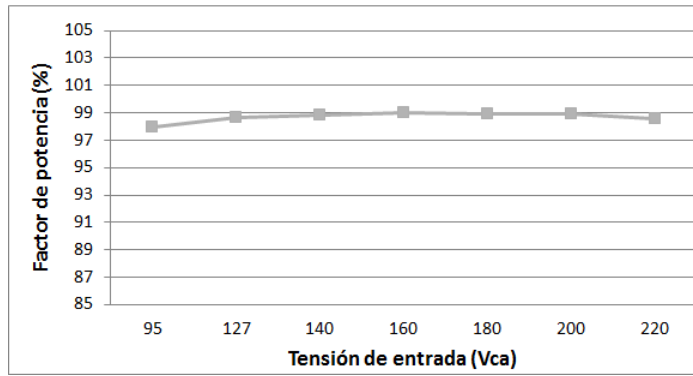


Fig. 11. Factor de potencia.

En la Fig. 12 se muestra la distorsión armónica total de corriente de la fuente de alimentación, se observa que se mantiene por debajo del 20% y a medida que aumenta la tensión de entrada disminuye pero se mantiene superior al 10%.

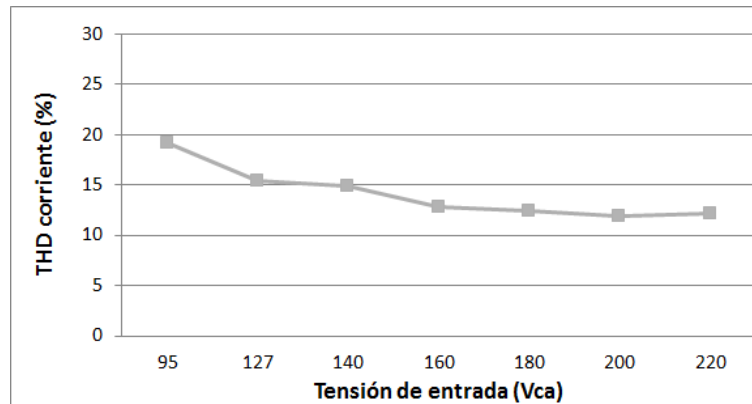


Fig. 12. Distorsión armónica total de corriente.

Cuando se emplean dos o más etapas en un circuito, la eficiencia total resulta de la multiplicación de la eficiencia individual de cada una de ellas obteniendo así una eficiencia total inferior a medida que aumenten las etapas. En la Fig. 13 se muestra la eficiencia de la fuente de alimentación para LED, la cual emplea dos etapas y se observa una eficiencia superior a 75% en el peor de los casos.

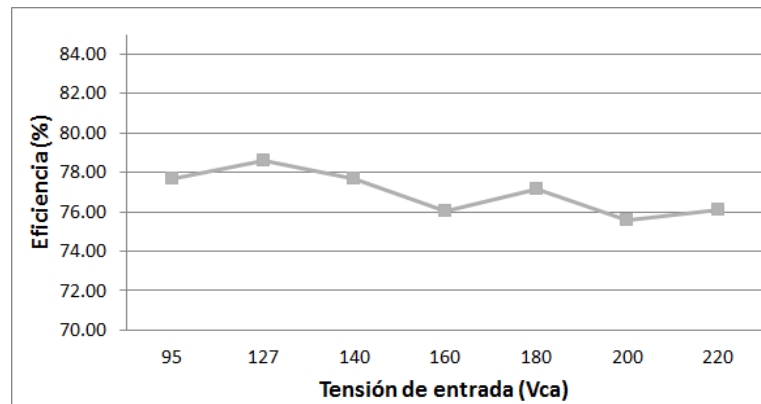


Fig. 13. Eficiencia eléctrica.

La Fig. 14 muestra el prototipo realizado de la fuente de alimentación el cual consta de dos etapas, la primera que es el corrector de factor de potencia, también conocido como “pre-regulador” y la segunda que es la fuente de corriente constante.

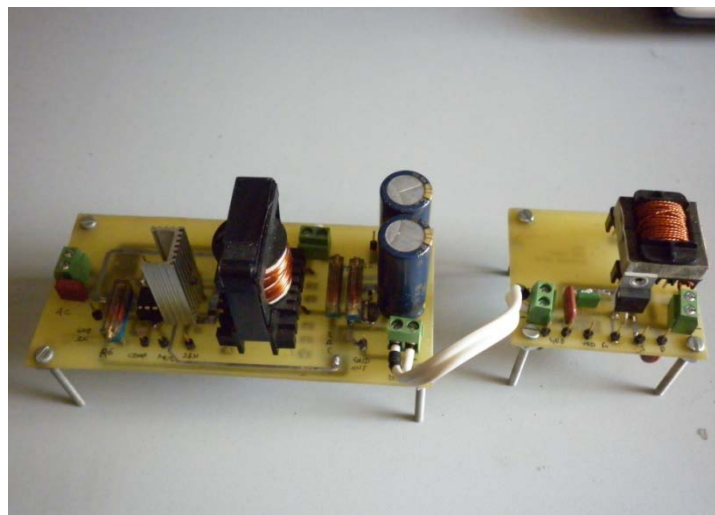


Fig. 14. Prototipo realizado de la fuente de alimentación para LED.

Para el corrector de factor de potencia se utilizó el circuito de control L6561 de ST microelectronics mientras que para la fuente de corriente constante se utilizó el circuito de control HV9910 de Supertex Inc.

4. Discusión

Detección de “corriente cero” en el L6561

Es importante mencionar que la oscilación y distorsión que ocurre durante el cruce por cero en la forma de onda de la corriente de entrada se debe a la forma en que el L6561 detecta los cruces por cero, siendo más evidente en la Fig. 5. Además de emplearse para alimentar al L6561, el devanado auxiliar del transformador se utiliza para detectar la desmagnetización del transformador mediante el circuito interno para la detección de “corriente cero” (ZCD) y así poder encender el MOSFET para comenzar un nuevo ciclo de conmutación. Además entre la terminal del circuito ZCD del L6561 y el devanado auxiliar del transformador se coloca una resistencia. De esta manera es como se “sincroniza” la corriente de entrada durante los cruces por cero.

Por lo tanto, si la corriente de entrada presenta “deformaciones” durante el cruce por cero de la tensión de entrada, se debe a que el circuito interno ZCD del L6561 “asume” que aún no se presenta el cruce por cero, ocasionando que no envíe la señal de activación al MOSFET. El valor de la resistencia conectada entre el circuito ZCD del L6561 y el devanado auxiliar del transformador se encuentra en el rango de decenas de $k\Omega$ pero se puede optimizar para lograr que el encendido del MOSFET ocurra muy cercano a los cruces por cero. El valor óptimo de dicha resistencia depende principalmente del valor de la inductancia del devanado primario del transformador y de la capacitancia de salida del MOSFET utilizado. Por lo tanto, para lograr que el encendido del MOSFET sea más cercano al cruce por cero se necesita ajustar el valor de la resistencia de manera experimental, realizando varias pruebas hasta encontrar el valor adecuado. Para mayor información sobre el principio de funcionamiento del circuito ZCD del L6561 véase [1, 6].

Ventajas y desventajas al emplear etapas separadas

Al tener etapas separadas para la fuente de alimentación se puede realizar el diseño de cada una de ellas de manera independiente, logrando reducir el esfuerzo eléctrico y térmico al cual se someten los dispositivos de conmutación al modificar algunos de los parámetros de diseño de cada etapa. También se puede lograr una regulación de la corriente de salida independiente de la corrección del factor de potencia por lo que de cierta forma el control de corriente es más robusto. Sin embargo las principales desventajas al emplear etapas separadas son: se requiere un mayor número de componentes para el diseño, la fuente de alimentación ocupa más espacio, mayor costo, se requieren realizar diseños independientes pero compatibles entre sí para cumplir las especificaciones de los LED y la eficiencia total resulta de multiplicar la eficiencia de cada etapa.

Por otro lado las principales ventajas que se obtienen al integrar ambas etapas son: se realiza sólo un diseño, se requieren menos componentes, espacio y costo, además si solo se utiliza una etapa se puede lograr una eficiencia mayor ya que la eficiencia total no resulta de multiplicar las eficiencias de cada etapa. Una de las principales desventajas al integrar ambas etapas en un solo circuito es que los esfuerzos eléctricos y térmicos en los dispositivos de conmutación aumentan, ocasionando en algunos casos que la eficiencia total disminuya sobre todo si se realiza el diseño para un rango de alimentación conocido como “universal” (90-240V_{CA} aproximadamente), además el control de corriente puede ser más susceptible a ruido.

Inconvenientes al emplear capacitores electrolíticos

Es importante mencionar que ya sea que se utilice sólo una etapa o más para una fuente de alimentación, si en alguna de ellas se emplean capacitores electrolíticos existe un

inconveniente que disminuye su confiabilidad. Los capacitores electrolíticos son los componentes en las fuentes de alimentación con un tiempo de vida menor, ya que se degradan o envejecen rápidamente en comparación con el resto de los componentes que la forman. El envejecimiento o degradación de los capacitores electrolíticos ocasiona que su capacidad disminuya mientras su resistencia equivalente de serie también lo hace, cuando esto ocurre el capacitor no cumple adecuadamente su función, disminuyendo el tiempo de vida de las fuentes de alimentación.

Teniendo en cuenta lo anterior la tendencia en el desarrollo de las fuentes de alimentación para sistemas de iluminación de estado sólido apunta a utilizar esquemas que no empleen capacitores electrolíticos, de esta forma se asegura un tiempo de vida mayor para la fuente de alimentación y en el mejor de los casos se busca que su tiempo de vida se equipare en la medida de lo posible al de los LED para asegurar que el sistema de iluminación cuente con el mejor tiempo de vida posible.

5. Conclusiones

Para reducir el consumo de energía por concepto de iluminación es necesario contar con sistemas que aprovechen de una manera más eficiente la energía eléctrica y también que no interfieran con otros equipos conectados a la red eléctrica. Por lo anterior es importante que la fuente de alimentación de los sistemas de iluminación cuente con un alto factor de potencia y una baja distorsión armónica total de corriente. Con el objetivo de disminuir el consumo de energía eléctrica por concepto de iluminación se realizó el diseño y evaluación de una fuente de alimentación para un sistema de iluminación de estado sólido de 28W con alto factor de potencia.

La fuente de alimentación que consta de etapas separadas presentó una corriente de salida prácticamente constante, un factor de potencia superior al 97% y una distorsión armónica total de corriente menor al 20%. Debido a que a tensión nominal el armónico 11 supera el límite permitido por la norma IEC1000-3-2 no cumple con ella, tal y como se

puede observar en la Fig. 8 a), sin embargo si cumple con la NOM-030-ENER-2012 aunque cabe mencionar que ésta última es menos rigurosa en cuanto al límite del contenido armónico permitido hacia la red eléctrica. Además es importante mencionar que el contar con etapas separadas ocasiona un incremento de espacio y costo pero cada etapa se puede optimizar para cumplir una tarea en particular.

6. Referencias

- [1] F. Xiaoyun, L. Xiaojian, "Research and analysis of the design development and perspective technology for LED lighting products". IEEE 10th International Conference on Computer-Aided Industrial Design and & Conceptual Design. Noviembre 2009. Páginas 1330-1334.
- [2] R. Sinnadurai, M.K.A. Ahamed Khan, "Development of White LED Down Light for Indoor Lighting". 2012 IEEE Conference on Suitable Utilization and Development, in Engineering and Technology. Octubre 2012. Páginas 242-247.
- [3] O. Kaplan, F. Issi, "A high efficient driver design for LED lighting system". Fourth International Conference on Power Engineering 2013. Mayo 2013. Páginas 1548-1552.
- [4] L6561 enhanced transition mode power factor corrector. ST microelectronics. Italia. 2001.
- [5] HV9931 Unity Power Factor LED Lamp Driver. Supertex Inc. EUA. 2011.
- [6] S. Umesh, L. Venkatesha, "Active Power Factor Correction Technique for Single Phase Full Bridge Rectifier". 2014 International Conference on Advances in Energy Conversion Technologies (ICAECT). Páginas 131-135.
- [7] Y. Roh, Y. Moon, "Active Power Factor Correction (PFC) Circuit With Resistor-Free Zero Current Detection". IEEE Transactions in Power Electronics. Vol. 26. No. 2. Febrero 2011. Páginas 630-637.

- [8] H. S. Athab, D. Dah-Chuan, "A High-Efficiency AC/DC Converter With Quasi-Active Power Factor Correction". IEEE Transactions in Power Electronics. Vol. 25. No. 5. Mayo 2010. Páginas 1103-1109.
- [9] Design equations of high power factor Fly-back converters based on the L6561. ST microelectronics. Italia. 2003.
- [10] Universal High Brightness LED Driver. Supertex Inc. EUA. 2007.
- [11] Buck-based LED Drivers Using the HV9910B. Supertex Inc. EUA 2009.
- [12] Fly-back converters with the L6561 PFC controller. ST microelectronics. Italia. 2001.
- [13] Design tips for L6561 power factor corrector in wide range. C. Ortmeyer, C. Adragna. ST microelectronics. Italia 2000.
- [14] Control loop modeling of L6561 based TM PFC. ST microelectronics. Italia. 2000.

7. Autores

Dr. en C. Javier Correa Gómez obtuvo su título de Doctor en Ciencias en ingeniería electrónica con especialidad en electrónica de potencia por el CENIDET.

Ing. Gerardo Hernández Molina es Ingeniero en electrónica con especialidad en electrónica de potencia por el Instituto Tecnológico de Morelia.