

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN DRIVER DE LEDS CON PFC Y CONTROL DE ILUMINACION**



**JORGE ANDRES CHAMORRO MARTINEZ  
MARIO HERNAN ARCINIEGAS MEJIA**

**UNIVERSIDAD DE NARIÑO  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA  
SAN JUAN DE PASTO  
2015**

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN DRIVER DE LEDS CON PFC Y CONTROL DE ILUMINACION**



**JORGE ANDRES CHAMORRO MARTINEZ  
MARIO HERNAN ARCINIEGAS MEJIA**

**Trabajo de grado presentado como requisito parcial para optar al título de Ingeniero Electrónico.**

**Director:  
PH.D. JAVIER REVELO FUELAGÁN**

**UNIVERSIDAD DE NARIÑO  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA  
SAN JUAN DE PASTO  
2015**

## **NOTA DE RESPONSABILIDAD**

Las ideas y conclusiones aportadas en el siguiente trabajo son responsabilidad exclusiva del autor.

Artículo 1<sup>o</sup> del Acuerdo No. 324 de octubre 11 de 1966 emanado del Honorable Consejo Directivo de la Universidad de Nariño.

**Nota de aceptación:**

---

---

---

---

---

---

---

Firma del Presidente de tesis

---

Firma del jurado

---

Firma del jurado

## **AGRADECIMIENTOS**

Especial agradecimiento a la Vicerrectoría de Investigaciones, Posgrados y Relaciones Internacionales de la Universidad de Nariño - VIPRI, que mediante el fondo de investigaciones financió este trabajo según el acuerdo No. 095 de noviembre 20 de 2014. De igual forma, al Grupo de Investigación en Ingeniería Eléctrica y Electrónica - GIIEE.

## CONTENIDO

INTRODUCCIÓN .....	13
1. DRIVERS DE LED .....	15
1.1. CONVERTIDORES ELECTRONICOS DE POTENCIA.....	17
1.1.1. Convertidor reductor (Buck) .....	17
1.1.2. Convertidor Elevador (Boost).....	18
1.1.3. Convertidor SEPIC.....	<b>¡Error! Marcador no definido.</b>
2. DISEÑO DEL DRIVER.....	19
2.1. MODELO MATEMÁTICO DEL CONVERTIDOR PROPUESTO .....	21
2.2. PFC POR CONTROL BASADO EN BANDA DE HISTERESIS .....	23
2.3. CONDICIÓN DE ACOPLE PARA EL CORRECTO FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA PFC	24
2.4. PLANTEAMIENTO CONTROL MIMO .....	26
2.4.1. Control con dos lazos PI .....	27
2.4.2. Control Histéresis-PI .....	28
3. IMPLEMENTACIÓN DEL DRIVER .....	30
3.1. SECCIÓN DE CONTROL .....	30
3.1.1. Mejoras en la implementación de algoritmos PI .....	32
3.2. ADECUACION DE SEÑALES.....	34
3.3. SECCIÓN DE POTENCIA .....	35
3.4. COMUNICACIÓN DEL DRIVER CON PC Y CON DISPOSITIVO MOVIL (ANDROID)...	38
4. RESULTADOS.....	39
4.1. MÉTODO DE CONTROL DE DOBLE PI .....	41
4.2. MÉTODO DE CONTROL HISTÉRESIS-PI.....	42
4.3. COMPARACIÓN Y ELECCIÓN DEL CONTROLADOR MIMO DEFINITIVO.....	43
4.4. GRÁFICAS PARAMETRICAS CON MATLAB.....	45
4.5. CALIBRACIÓN DE CONTROLES PI .....	46
4.6. EVALUACIÓN DEL DRIVER PROPUESTO.....	51
4.6.1. Evaluación del cumplimiento de la normatividad técnica: RETILAP e IEC 61000-3-2 52	
5. CONCLUSIONES .....	53
RECOMENDACIONES .....	55
REFERENCIAS.....	56

## LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Ecuaciones de nodos y mallas para todas las combinaciones de $U1$ y $U2$ .....	22
Tabla 2. Características de la lámpara utilizada .....	36
Tabla 3. Comparación entre las dos estrategias de control evaluadas .....	44
Tabla 4. Criterios de evaluación de desempeño de un controlador. ....	47
Tabla 5. Límites de corriente de armónicos según la norma IEC-61000-3-2.....	53

## LISTA DE GRÁFICAS

Figura 1. Esquema básico de un <i>driver</i> de LEDs comercial.....	15
Figura 2. Señales de tensión (rojo) y corriente (azul) medidas a la entrada de una lámpara LED comercial con un osciloscopio digital. ....	16
Figura 3. Esquema del convertidor Buck.....	17
Figura 4. Corriente de entrada en el convertidor Buck.....	18
Figura 5. Esquema del conversor elevador boost .....	18
Figura 6. Esquema del convertidor elevador en sus estados de conmutación: izquierda conmutador cerrado; derecha conmutador abierto. ....	19
Figura 7. Esquema del convertidor SEPIC.....	¡Error! Marcador no definido.
Figura 8. Diagrama del driver propuesto .....	20
Figura 9. Diagrama de bloques del control por comparación con banda de histéresis para PFC .....	23
Figura 10. Dinámica del control por comparación con banda de histéresis para una referencia sinusoidal ....	24
Figura 11. Esquema del convertidor con etapas elevadora y reductora.....	21
Figura 12. Circuito equivalente para los casos: (a) $U1 = 1, U2 = 1$ . (b) $U1 = 1, U2 = 0$ . (c) $U1 = 0, U2 = 1$ . (d) $U1 = 0, U2 = 0$ .....	22
Figura 13. Simulación de la distorsión en $iL1$ ocasionada por un valor de $VC1$ menor que $V_{rectmax}$ . ....	25
Figura 14. Eficiencia del circuito para diferentes valores de $VC1$ y de $PLEDs$ . ( $V_{rectmax} \cong 153 V$ ).....	26
Figura 15. Diagrama de bloques del control con dos lazos PI. ....	27
Figura 16. Resultados de simulación del control con doble PI.....	28
Figura 17. Esquema del control Histéresis-PI para los lazos de control de $PLEDs$ y $VC1$ .....	29
Figura 18. Resultados de simulación del control Histéresis-PI.....	30
Figura 19. Fotografía del circuito desarrollado, incluyendo las placas de control y potencia, y las lámparas LED.....	30
Figura 20. Diagrama de la programación en el dsPIC.....	32
Figura 21. Divisores de voltaje y factores de amplificación utilizados. ....	34
Figura 22. Circuitos de protección y aislamiento. ....	35
Figura 23. Circuito de polarización Boost (izquierda), circuito de polarización Buck (derecha) .....	35
Figura 24. Configuración de los LED en una lámpara comercial tipo barra. ....	36
Figura 25. Captura de la aplicación Android. ....	38
Figura 26. Diagrama de comunicación del driver con dispositivos externos. ....	38
Figura 27. Formas de onda experimentales de corriente y tensión de alimentación. (a) Lámpara LED con driver comercial ( $PF \approx 0.58$ , $THD \approx 140.2\%$ ) (b) Driver con PFC. ( $PF \approx 0.995$ , $THD \approx 10.55\%$ ) .....	39
Figura 28. Comparación de armónicos para lámpara comercial y el driver diseñado con PFC.....	40
Figura 29. Comparación de armónicos de orden alto. (a) Lámpara comercial. (b) Driver diseñado con PFC. ...	40
Figura 30. Señal de corriente de entrada en el driver implementado con PFC mientras $VC1$ alcanza gradualmente el valor deseado.....	41
Figura 31. Desempeño del control con dos lazos PI, con $test < 1.04s$ para el control de $VC1$ y $test < 0.24s$ para el control de $PLEDs$ .....	42
Figura 32. Desempeño del control Histéresis-PI, con $test < 0.83s$ para el control de $VC1$ y $test < 32ms$ para el control de $PLEDs$ . ....	43
Figura 33. Estrategias de control para cada lazo de acuerdo al valor de referencia en el control de $PLEDs$ . ....	44
Figura 34. Esquema de interacción entre dispositivos para toma de datos .....	45

Figura 35. Suavizado e interpolación de una gráfica paramétrica. ....	45
Figura 36. Desempeño del control de <b>PLEDs</b> con algunos valores significativos de <b>KP</b> y <b>KI</b> .....	46
Figura 37. IQR (variabilidad) de <b>k</b> en estado estacionario. ....	48
Figura 38. Funcionamiento de diferentes parámetros de rendimiento ante una perturbación en <b>VC1</b> . ....	48
Figura 39. (a) Criterio IAE para diferentes combinaciones de <b>KP</b> y <b>KI</b> . (b) Indicador de saturación de la respuesta transitoria: un valor grande significa que la respuesta se satura demasiado. (c) Criterio IAE después de aplicar la restricción de saturación.....	49
Figura 40. Respuesta transitoria para diferentes combinaciones de <b>KP</b> y <b>KI</b> . En rojo se muestra la respuesta para las constantes escogidas. ....	50
Figura 41. Desempeño de los controles de <b>PLEDs</b> y <b>VC1</b> después de calibración. ....	50
Figura 42. Valor en estado estacionario de <b>PLEDs</b> para diferentes valores de referencia de potencia. ....	51
Figura 43. Eficiencia de la lámpara LED diseñada con PFC y sin PFC. ....	51
Figura 44. Intensidad de entrada experimental para diferentes valores de <b>PLEDs</b> .....	52
Figura 45. Factor de potencia y Distorsión de armónicos total según la potencia de salida. ....	52
Figura 46. Comparación de los primeros armónicos entre la lámpara comercial de referencia y la lámpara con el driver diseñado. ....	53

## GLOSARIO

DRIVER: Circuito electrónico necesario para la alimentación eléctrica de una lámpara LED

RETILAP: Reglamento Técnico de Iluminación y Alumbrado Público, establecido por el Ministerio de Minas y Energía en Colombia.

IEC 61000-3-2: Estándar regulatorio de la Comisión Electrotécnica Internacional (*International Electrotechnical Commission*)

THD: Distorsión armónica total. (*Total Harmonic Distortion*)

FP: Factor de potencia.

$K_d$ : Factor de distorsión.

$K_\phi$ : Factor de desplazamiento.

THDi: Valor de THD calculado en una señal de corriente.

$K_p$ : Constante proporcional en los controles PID y PI

$K_i$ : Constante integral en los controles PID y PI

$K_D$ : Constante derivativa en el control PID

HB-LEDs: LEDs de alta potencia.

## RESUMEN

Este trabajo presenta un novedoso driver para HB-LEDs diseñado para dar solución a algunos problemas encontrados en los drivers de las lámparas LED comerciales. El driver propuesto incluye la función de regular la intensidad de luz para aplicaciones de iluminación inteligente, e incorpora un método de corrección del factor de potencia (Power Factor Correction - PFC) para mitigar los efectos negativos de la distorsión de la corriente en la red eléctrica. El circuito está compuesto de dos partes principales: La sección de potencia y la sección de control. La sección de potencia consiste en un convertidor electrónico de dos etapas: la primera presenta una topología elevadora (Boost), con un control de corriente basado en una técnica de control con banda de histéresis que realiza la función PFC. La segunda etapa tiene una topología reductora (Buck), diseñada para regular la potencia entregada a la cadena de LEDs. Un sistema de control MIMO implementado en una plataforma digital dsPIC se encarga de mantener un alto factor de potencia, además de establecer y seguir una referencia de potencia para los LEDs con el propósito de variar la intensidad de luz. También se construyó un prototipo que fue evaluado en términos de eficiencia, distorsión de armónicos y factor de potencia de acuerdo a la las normas RETILAP e IEC 61000-3-2. Los resultados fueron comparados con las características de una lámpara LED comercial típica, obteniendo una significativa mejora en los indicadores de calidad de la potencia.

**PALABRAS CLAVE:** Convertidores electrónicos de potencia, Calidad de potencia, dsPIC, HB-LEDs, Control por histéresis, PFC, control de iluminación, Control MIMO.

## ABSTRACT

This work presents a novel HB-LEDs driver designed to solve some of the problems found in commercial LED lamp drivers. This driver includes dimming capability designed for intelligent lighting applications and incorporates a power factor correction method (PFC) to prevent negative effects of current distortion over the mains circuit. The circuit is composed by two main sections: power section and control section. The power section consists on a multi level electronic power converter. The first stage has a boost topology with a current controller performing the PFC function, based on hysteresis comparison. The second stage has a buck topology and it is designed to regulate the power delivered to the LED strings. Both stages are coupled with a digital controller which additionally serves to establish and track a power reference for the LED strings in order to vary the light intensity.

A prototype was built and analyzed in terms of efficiency, harmonic distortion and power factor according to regulatory standards. The results were compared with commercial LED lamp drivers, resulting in improvement of energy quality indicators.

**Keywords:** Power Electronic Converters, Power Quality, dsPIC, HB-LEDs, Hysteresis Control, PFC, LED Dimming, MIMO Control.

## INTRODUCCIÓN

La mayor parte de la energía que se consume en la actualidad procede de fuentes de energía no renovable como los combustibles fósiles, cuyos procesos de obtención y utilización implican grandes costos económicos y ocasionan graves problemas ambientales como el cambio climático [1]. Esta situación ha creado la necesidad de promover un uso eficiente y racional de la energía, campo en el que Colombia ha tomado acciones mediante programas como el PROURE (Programa de Uso Racional y Eficiente de la Energía), que busca aportar a la solución de esta problemática.

En este aspecto, la iluminación ocupa un lugar importante ya que en países desarrollados y en vía de desarrollo aproximadamente el 20% de la energía producida es usada para este propósito en los sectores público, industrial y doméstico. Además, entre el 30% y el 50% de la energía consumida en un edificio se destina a la iluminación [2]. Por esta razón, los sistemas de iluminación inteligentes también han despertado el interés de la industria y la academia ya que pueden disminuir el consumo de energía hasta en un 40% mediante diversas formas de aprovechamiento de la luz natural [3]. Estos métodos brindan condiciones de iluminación óptimas para el desarrollo de las tareas cotidianas reduciendo el riesgo de aparición de problemas de salud relacionados con exceso o falta de luz [4] [5].

Para este tipo de aplicaciones, la tecnología LED ha pasado de ser una alternativa costosa a convertirse en la opción preferida debido a sus características de alta eficiencia luminosa, larga vida útil y el gran desarrollo que ha experimentado en los últimos años [6]. Otra ventaja de este tipo de iluminación es que no representa riesgos para la salud humana al contrario de las lámparas compactas fluorescentes que emiten radiación ultravioleta y contienen mercurio, un elemento altamente tóxico y nocivo para el medio ambiente [7].

A pesar de las ventajas mencionadas anteriormente, esta tecnología presenta las siguientes dificultades para su implementación en sistemas de iluminación: en primer lugar, las cadenas de LEDs necesitan un circuito llamado driver que proporciona corriente continua a partir de la señal de tensión alterna de la red eléctrica. En la mayoría de las lámparas LED comerciales, este circuito está basado en convertidores electrónicos que generan distorsiones en la corriente de entrada, causando un deterioro en los parámetros de calidad de energía eléctrica. Es importante corregir esta desventaja, ya que una baja calidad de la energía puede ocasionar desgaste y fallas en la operación de los dispositivos conectados a la red domiciliaria [8], generando costos adicionales tanto para los usuarios como para las empresas prestadoras del servicio de energía eléctrica [9].

Uno de los parámetros de calidad de energía más usados es el factor de potencia, que indica la semejanza entre las formas de onda de tensión y corriente en términos de desplazamiento y de distorsión. El factor de potencia también puede interpretarse como la relación entre la potencia real y la potencia aparente consumida por un dispositivo, razón por la cual se suelen implementar etapas de corrección del factor de potencia en el diseño

de algunos drivers de LEDs en los que el desplazamiento es despreciable pero la distorsión es bastante alta.

Por otra parte, la mayoría de las lámparas LED comerciales en nuestro entorno no tienen la posibilidad de variar la intensidad de luz, mientras que las alternativas que ofrecen esta función y que fueron revisadas durante esta investigación, no presentan características satisfactorias de corrección del factor de potencia [10].

Como alternativa de solución, se presenta el diseño de un driver para HB-LEDs que incorpora la función de atenuación de luz además de mantener un alto factor de potencia. Lo anterior se consigue por medio de un convertidor electrónico de tipo elevador en la entrada del driver en donde se implementa una técnica de PFC basada en una técnica de control con banda de histéresis [11], seguido de un convertidor de tipo reductor para regular la potencia entregada a la salida. Teniendo en cuenta que ambos convertidores tienen una topología con conmutación independiente, su integración dentro del driver presenta dificultades que son resueltas con un lazo interno de control.

Adicionalmente, se implementó un prototipo del driver utilizando una plataforma digital dsPIC para programar los algoritmos de control. Sobre este circuito se realizaron pruebas para obtener indicadores de calidad de energía que fueron evaluados con respecto a estándares de iluminación (IEC-61000 y RETILAP), y comparados con el desempeño de una lámpara LED comercial.

Una de las principales contribuciones de este trabajo es el diseño de un sistema de control MIMO para el acople de un convertidor de dos etapas (elevador-reductor), permitiendo utilizar la técnica de corrección del factor de potencia por control con banda de histéresis y ofreciendo la posibilidad de alcanzar tensiones en la salida del convertidor menores que la tensión de entrada. Por otro lado, debido a la gran dificultad para obtener el modelo matemático del sistema, se opta por una técnica con enfoque heurístico para calibrar los parámetros del controlador a partir de la respuesta transitoria, mejorando bastante el desempeño del driver.

El trabajo se encuentra organizado de la siguiente forma: En el capítulo 1, se encuentra una breve descripción de la estructura general de los drivers de LEDs, y del funcionamiento de los convertidores electrónicos más relevantes para el desarrollo del trabajo. En el capítulo 2, se presenta el driver desarrollado incluyendo la estructura del convertidor escogida y el sistema de control. En el capítulo 3, se encuentra la descripción del proceso de implementación de un prototipo del driver, detallando características de los circuitos y los algoritmos utilizados, además de la comunicación de la lámpara con dispositivos externos. Finalmente, en el capítulo 4 se realiza un análisis de los resultados obtenidos del montaje, proponiendo un diseño final a partir de las dos alternativas de control que fueron evaluadas experimentalmente. Se cierra el documento con unas conclusiones y recomendaciones finales.

## CAPITULO 1. DRIVERS DE LED

La tecnología LED ha venido posicionándose a nivel mundial debido a sus características superiores en cuanto a eficiencia en el aprovechamiento de la energía, consumo eléctrico y vida útil en comparación con otras alternativas, como las bombillas incandescentes, las lámparas fluorescentes compactas y halógenas.

Una característica de los LEDs que dificulta su implementación en sistemas de iluminación de ambientes es que requieren de una tensión continua (DC) entre sus terminales, así que para energizar el dispositivo con la red eléctrica convencional de carácter alterno (AC) se necesita un circuito que adecúe el voltaje de alimentación denominado *driver*. Este circuito rectifica la señal de tensión alterna en la entrada y ajusta el voltaje de salida al valor requerido por los LEDs por medio de un convertidor electrónico. En la Figura 1 se ilustra la estructura general de un driver de LEDs.

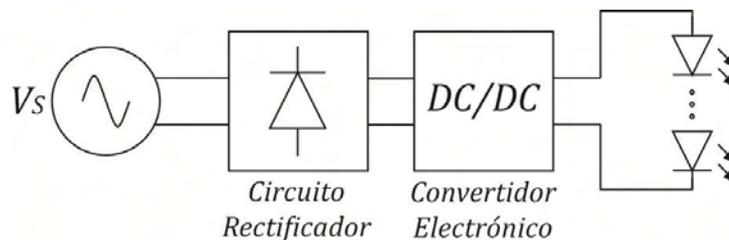
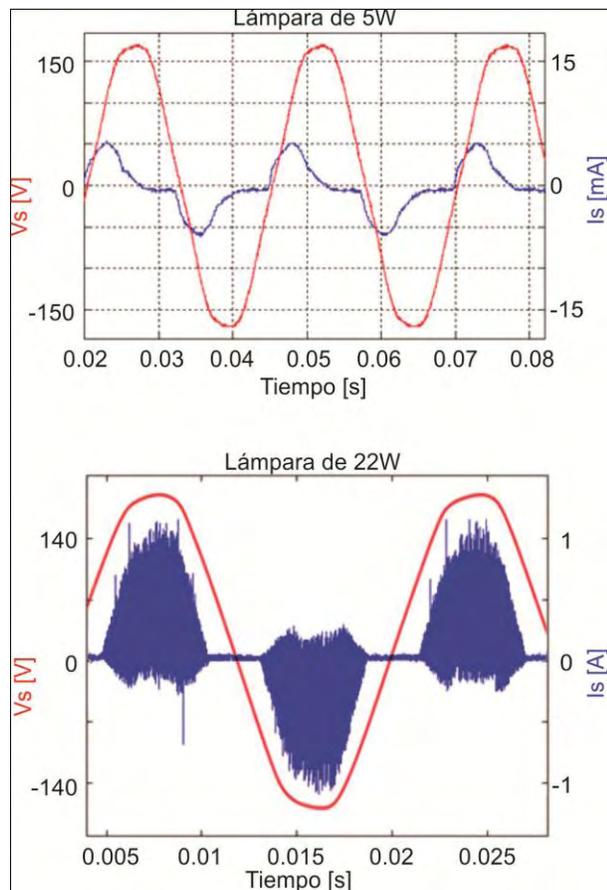


Figura 1. Esquema básico de un *driver* de LEDs comercial.

Estos circuitos tienen componentes no lineales que distorsionan la señal de la red al demandar corrientes pulsantes. En la Figura 2 se muestra la señal de corriente de dos lámparas LED comerciales. En esta figura podemos ver que aunque las señales de tensión y corriente se encuentran en fase, la forma de onda de la corriente está distorsionada en cada caso, lo cual implica altos niveles de armónicos que deterioran los indicadores de calidad de la energía eléctrica, como el factor de potencia y la distorsión armónica total de corriente (THD<sub>i</sub>). Por lo anterior, se han establecido requerimientos mínimos en el nivel de armónicos en la corriente de entrada y otros parámetros de eficiencia para cargas de iluminación, esto por medio de normas nacionales e internacionales como la RETILAP y la IEC-61000-3-2 Clase C. Estas distorsiones pueden ser compensadas por medio de un sistema activo de corrección del factor de potencia, que consiste en modificar la corriente de entrada para que su forma de onda se asemeje a una señal sinusoidal. Esto se consigue comúnmente por medio del control del convertidor electrónico en el driver de LEDs.



**Figura 2. Señales de tensión (rojo) y corriente (azul) medidas a la entrada de una lámpara LED comercial con un osciloscopio digital.**

Por otra parte, para la implementación de ambientes de iluminación controlada es necesario que el método de iluminación a utilizar ofrezca la posibilidad de regular la intensidad de luz proporcionada. En este aspecto, a nivel de investigación se han desarrollado drivers de LEDs que permiten variar la intensidad de luz pero que no presentan características satisfactorias de corrección del factor de potencia [12]. Por otro lado, a nivel comercial, se encuentran drivers que para mejorar el factor de potencia requieren circuitos e instalaciones adicionales, incrementando su dificultad de implementación [13] [14].

En este aspecto, una técnica comúnmente utilizada para variar el nivel de iluminación de las lámparas es el control de ángulo de fase con TRIAC, que se encuentra en un gran porcentaje de los dimmers comerciales. Sin embargo, este método es incompatible con la mayoría de drivers de LEDs disponibles en el mercado [15], y aquellos que han sido diseñados para ser compatibles, presentan formas de onda distorsionadas en la corriente de entrada [13] [14]. Además, para disminuir la potencia entregada a la carga mediante esta técnica, se debe recortar la forma de onda de la corriente de entrada, aumentando significativamente el THDi [16]. En García et al. [17], se presenta un método de PFC con función de atenuación basado en convertidores electrónicos con Modulación de Amplitud

(*Amplitude Modulation: AM*), donde se concluye que esta forma de modulación presenta menor deterioro al factor de potencia que los métodos de PWM. No obstante, la técnica AM presenta una distorsión significativa en la corriente de entrada cuando la potencia entregada a la carga es relativamente alta.

## 1.1. CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA

Los anteriores problemas pueden ser resueltos por medio del control de los convertidores electrónicos presentes en el driver de LEDs, cuyo funcionamiento se basa en la conmutación de uno o más interruptores electrónicos para regular la transferencia de energía entre los elementos almacenadores. Dentro de este trabajo se realizó un estudio sobre los principales convertidores electrónicos configurados como drivers de LEDs entre los cuales resaltan el convertidor reductor (Buck), el convertidor elevador (Boost) y el convertidor elevador-reductor SEPIC.

### 1.1.1. Convertidor reductor (Buck)

La función de este convertidor consiste en entregar a la carga una tensión continua y de un valor menor al de la tensión en la entrada. En la Figura 3 se muestra el esquema del convertidor, donde el voltaje  $V_x$  tiene el valor de  $V_s$  cuando el interruptor S se encuentra cerrado y de 0V cuando está abierto, siempre que la corriente en la bobina sea positiva y que el diodo este en estado de polarización directa.

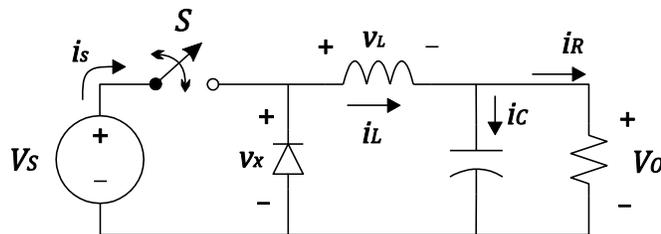


Figura 3. Esquema del convertidor Buck

Cuando el interruptor es conmutado de forma periódica con un ciclo de trabajo  $D$ , la tensión media (es decir, la componente C.C.) de  $V_x$  corresponde a una fracción de la tensión de entrada, y tiene un valor de  $DV_s$ . Por último, se agrega un condensador y una inductancia a modo de filtro pasa bajas con el objeto de obtener únicamente la componente continua de  $V_x$  en el voltaje de carga.

$$V_o = DV_s \quad (1)$$

Por otra parte, la corriente en la entrada de este convertidor  $i_s$  es de tipo discontinua debido a que el interruptor se encuentra conectado en serie con  $V_s$ ; cuando S está abierto la corriente es 0, y cuando está cerrado la corriente de entrada adquiere el valor de  $i_L$

como se evidencia en la Figura 4. Esto impide la implementación de técnicas de PFC que requieran de corriente continua en la entrada.

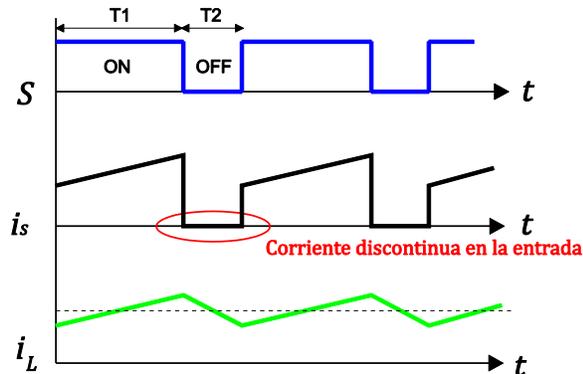


Figura 4. Corrientes en el convertidor Buck

### 1.1.2. Convertidor Elevador (Boost)

Este convertidor presenta la estructura de la Figura 5, y se caracteriza porque la tensión de salida es siempre mayor o igual a la de entrada. Para el análisis de este convertidor se hacen las siguientes suposiciones:

- El circuito opera en régimen permanente.
- El periodo de conmutación es  $T$  y el interruptor está cerrado un tiempo  $DT$  y está abierto el resto del tiempo;  $(1-D)T$
- La corriente en la bobina es permanente (siempre positiva si  $V_s > 0$ )
- El condensador es muy grande y la tensión de salida se mantiene constante.
- Los componentes son ideales.

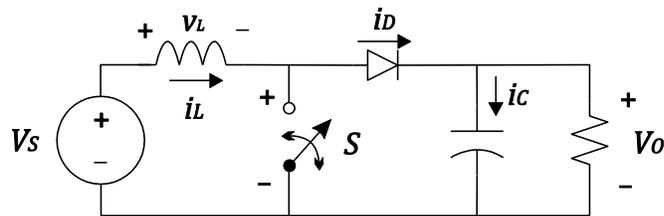


Figura 5. Esquema del conversor elevador boost

Cuando el interruptor está cerrado, el diodo se polariza inversamente y la corriente en la inductancia incrementa de manera lineal ya que el voltaje en sus terminales es igual al de la fuente; mientras tanto el capacitor se descarga en la resistencia. Cuando se abre el interruptor, el diodo entra en conducción y la energía almacenada en el inductor se transfiere al capacitor y la carga, elevando la tensión a la salida. El interruptor no puede permanecer cerrado durante un tiempo muy prolongado ya que  $i_L$  incrementaría hasta superar los límites físicos de los componentes. En la Figura 6 se ilustran ambos estados de conmutación.

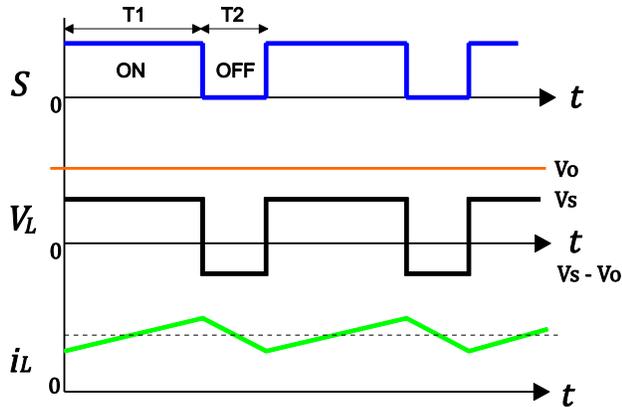
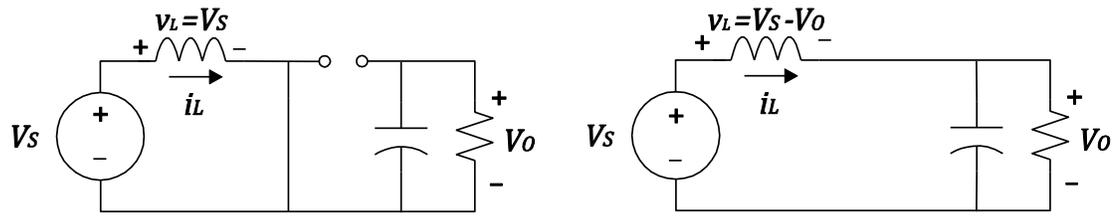


Figura 6. Esquema del convertidor elevador en sus estados de conmutación: izquierda conmutador cerrado; derecha conmutador abierto.

En este convertidor, el comportamiento de la corriente de entrada al circuito está directamente relacionado con el estado de conmutación: si el interruptor está cerrado, la corriente incrementa; si está abierto, la corriente disminuye. Debido a esta característica, varios métodos de corrección del factor de potencia se desarrollan sobre el convertidor elevador [18] [20].

En algunas situaciones, la cantidad de energía requerida por la carga es suficientemente pequeña como para ser transferida en un tiempo menor que el tiempo total del ciclo de conmutación. En este caso, la corriente a través del inductor cae hasta cero durante parte del periodo. Este comportamiento se denomina modo de operación discontinuo.

## CAPITULO 2. DISEÑO DEL DRIVER

Como alternativa de solución a los problemas planteados en el capítulo anterior, se propone un diseño de driver que permite la atenuación de luz sin distorsionar la corriente de entrada. El circuito diseñado se compone de dos etapas: a) elevadora y b) reductora, como se detalla en el esquema de la Figura 7.

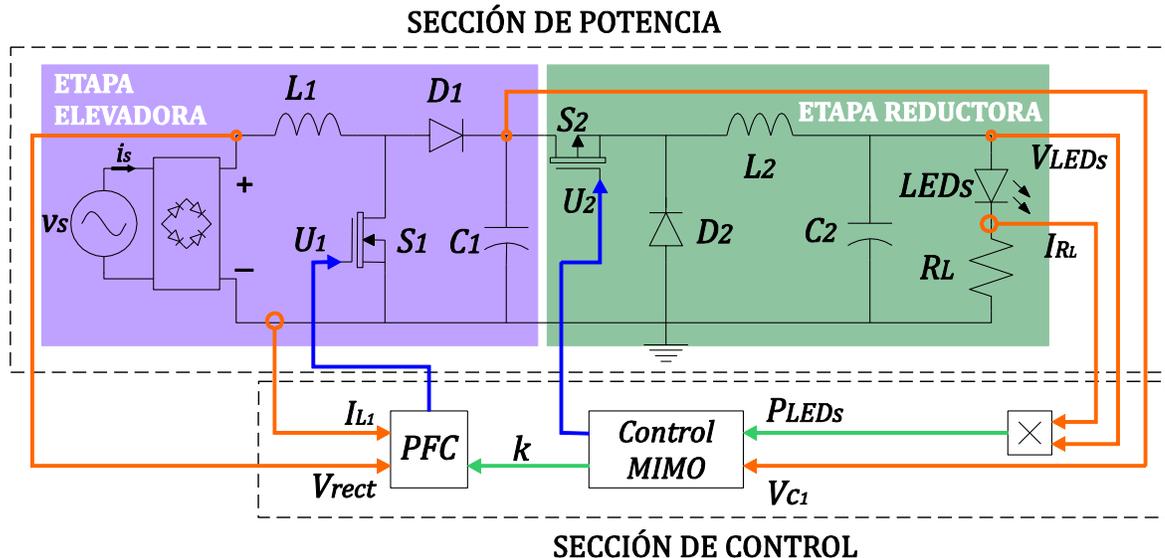


Figura 7. Diagrama del driver propuesto

Inicialmente, se rectifica el voltaje de alimentación con un puente rectificador de onda completa a la entrada del circuito. Esta situación permite asumir que  $I_{L1} = |i_s|$ . Seguidamente, se utiliza un convertidor elevador tipo Boost para la corrección del factor de potencia, que resulta especialmente útil para este tipo de aplicaciones debido a que no genera discontinuidades en la intensidad de entrada  $i_s$  y su variación puede ser controlada por medio del interruptor electrónico  $S_1$ . Lo anterior se hace posible teniendo en cuenta que  $I_{L1}$  incrementa siempre que  $S_1$  está cerrado y disminuye en caso contrario.

En este convertidor, la tensión mínima de salida es igual al valor máximo de la tensión de entrada, que corresponde al voltaje rectificado de la red (de 155V a 170V en Colombia), impidiendo realizar un control de potencia en los LEDs para el rango deseado únicamente con este convertidor. Como alternativa de solución se adiciona un convertidor tipo Buck en la salida de la etapa elevadora, como se muestra en la Figura 7. De esta manera se hace posible graduar la potencia entregada a la cadena de LEDs entre cero y el máximo valor con el que funcionan normalmente (20 W).

Una opción alternativa al convertidor de dos etapas es el uso del convertidor SEPIC, en donde se puede reducir la tensión en la salida con respecto a la de entrada, además de ser adecuado para la aplicación de métodos PFC debido a que presenta una corriente

continua en la entrada. Sin embargo, resultados de simulación e implementación muestran que para obtener un correcto funcionamiento del convertidor se requiere variar el valor de la resistencia de carga para diferentes niveles de potencia a la salida. Lo anterior lo hace poco conveniente para esta aplicación en específico.

## 2.1. MODELO MATEMÁTICO DEL CONVERTIDOR PROPUESTO

En el modelo matemático, el comportamiento del convertidor (mostrado en la Figura 8) se describe en función de las variables  $V_{C1}, V_{C2}, I_{L1}, I_{L2}$  y de  $V_{RL}$ , que está relacionada con las características no lineales de la cadena de LEDs. Además, las señales  $U_1$  y  $U_2$  corresponden a las entradas del sistema y se interpretan de la siguiente manera:

$$U_1 = \begin{cases} 1 & \text{si el interruptor } S_1 \text{ está cerrado} \\ 0 & \text{si el interruptor } S_1 \text{ está abierto} \end{cases} \quad U_2 = \begin{cases} 1 & \text{si el interruptor } S_2 \text{ está cerrado} \\ 0 & \text{si el interruptor } S_2 \text{ está abierto} \end{cases} \quad (2)$$

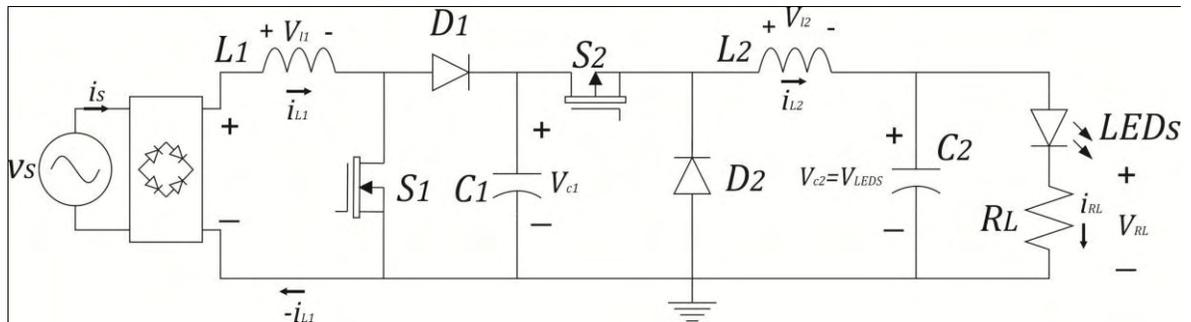
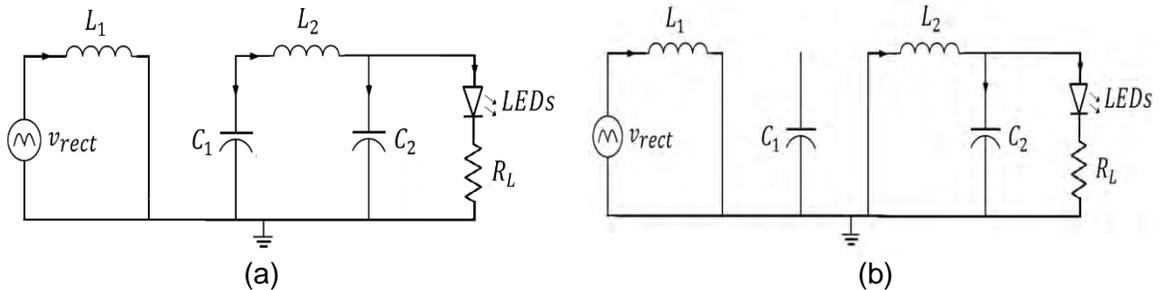


Figura 8. Esquema del convertidor con etapas elevadora y reductora.

El modo de conducción de los diodos ideales  $D_1$  y  $D_2$  depende de la combinación de valores en las señales de entrada. Teniendo esto en cuenta, en la Figura 9 se presentan los diagramas equivalentes para cada combinación en los valores de entrada, y en la Tabla 1 están dadas las correspondientes ecuaciones de nodos y mallas para cada caso.



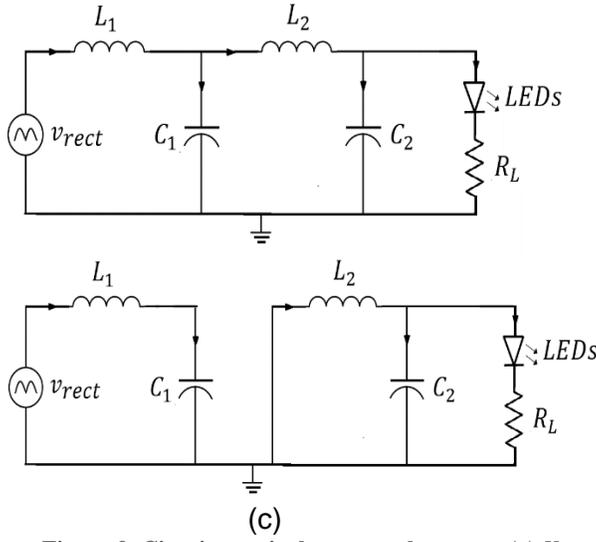


Figura 9. Circuito equivalente para los casos: (a)  $U_1 = 1, U_2 = 1$ . (b)  $U_1 = 1, U_2 = 0$ . (c)  $U_1 = 0, U_2 = 1$ . (d)  $U_1 = 0, U_2 = 0$ .

Tabla 1. Ecuaciones de nodos y mallas para todas las combinaciones de  $U_1$  y  $U_2$

$U_1 = 1, U_2 = 1$	$U_1 = 1, U_2 = 0$	$U_1 = 0, U_2 = 1$	$U_1 = 0, U_2 = 0$
$\frac{dI_{L_1}}{dt} = \frac{V_{rect}(t)}{L_1}$	$\frac{dI_{L_1}}{dt} = \frac{V_{rect}(t)}{L_1}$	$\frac{dI_{L_1}}{dt} = \frac{V_{rect}(t)}{L_1} - \frac{V_{C_1}}{L_1}$	$\frac{dI_{L_1}}{dt} = \frac{V_{rect}(t)}{L_1} - \frac{V_{C_1}}{L_1}$
$\frac{dI_{L_2}}{dt} = \frac{V_{C_1}}{L_2} - \frac{V_{C_2}}{L_2}$	$\frac{dI_{L_2}}{dt} = -\frac{V_{C_2}}{L_2}$	$\frac{dI_{L_2}}{dt} = \frac{V_{C_1}}{L_2} - \frac{V_{C_2}}{L_2}$	$\frac{dI_{L_2}}{dt} = -\frac{V_{C_2}}{L_2}$
$\frac{dV_{C_1}}{dt} = -\frac{I_{L_2}}{C_1}$	$\frac{dV_{C_1}}{dt} = 0$	$\frac{dV_{C_1}}{dt} = \frac{I_{L_1}}{C_1} - \frac{V_{L_2}}{C_1}$	$\frac{dV_{C_1}}{dt} = \frac{I_{L_1}}{C_1}$
$\frac{dV_{C_2}}{dt} = \frac{I_{L_2}}{C_2} - \frac{V_{R_L}}{C_2 R_L}$			

A partir de las ecuaciones de la Tabla 1, se establece el modelo que describe el comportamiento del convertidor para todas las combinaciones de entradas:

$$\begin{aligned}
 \frac{dI_{L_1}}{dt} &= \frac{V_{rect}(t)}{L_1} - \frac{(1 - U_1)V_{C_1}}{L_1} \\
 \frac{dI_{L_2}}{dt} &= \frac{U_2 V_{C_1}}{L_2} - \frac{V_{C_2}}{L_2} \\
 \frac{dV_{C_1}}{dt} &= \frac{(1 - U_1)I_{L_1}}{C_1} - \frac{U_2 I_{L_2}}{C_1} \\
 \frac{dV_{C_2}}{dt} &= \frac{I_{L_2}}{C_2} - \frac{V_{R_L}}{C_2 R_L}
 \end{aligned}$$

(3)

Reemplazando por los valores de componentes utilizados en la etapa de implementación, y teniendo en cuenta que  $v_{rect}$  corresponde al valor absoluto de la tensión en la red eléctrica, se tienen las ecuaciones para el caso particular:

$$\begin{aligned} \frac{dI_{L1}}{dt} &= \frac{170 * |\text{sen}(2 * 60\pi t)|}{0.482} - \frac{(1 - U_1)v_{C1}}{0.482} \\ \frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{U_2 v_{C1}}{0.711} - \frac{v_{C2}}{0.711} \\ \frac{dV_{C1}}{dt} &= \frac{(1 - U_1)I_{L1}}{100e - 6} - \frac{U_2 I_{L2}}{100e - 6} \\ \frac{dV_{C2}}{dt} &= \frac{I_{L2}}{470e - 6} - \frac{V_{RL}}{8.5e - 3} \end{aligned} \quad (4)$$

### PFC POR CONTROL BASADO EN BANDA DE HISTÉRESIS

Entre las técnicas de PFC utilizadas sobre convertidores Boost destaca el control por comparación con banda de histéresis. Revelo [11] aplica este método de manera satisfactoria en un circuito de alimentación para lámparas fluorescentes compactas, y también se estudia su aplicación en luminarias tipo LED.

Este control realiza una comparación con banda de histéresis entre  $i_{L1}$  (es decir  $|i_s|$ ) y la tensión de alimentación multiplicada por un factor de escalamiento  $k$ , el cual determina la potencia entregada a la carga. el diagrama de bloques correspondiente se muestra en la Figura 10. Diagrama de bloques del control por comparación con banda de histéresis para PFC. A partir de los resultados de esta comparación se manipula el interruptor del convertidor de manera que la corriente de entrada adquiera una forma de onda similar a la tensión en la entrada como se observa en la Figura 11, alcanzando así un alto factor de potencia. El uso de la banda de histéresis evita que la frecuencia de conmutación sea demasiado alta, reduciendo el esfuerzo del dispositivo conmutador.

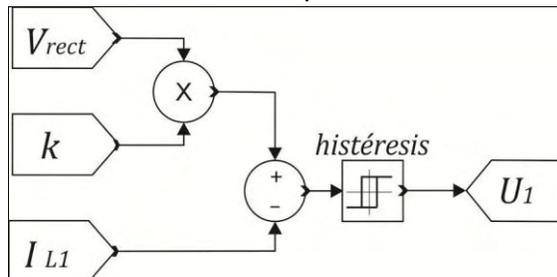


Figura 10. Diagrama de bloques del control por comparación con banda de histéresis para PFC

Como resultado de este control, la corriente  $i_s$  adquiere una forma similar a la de una onda sinusoidal y su valor máximo depende del factor de escalamiento de la referencia de voltaje:

$$i_{s(max)} = k V_{rect(max)} \quad (5)$$

El sistema diseñado asegura un correcto funcionamiento de la etapa PFC para la mayoría de valores de potencia en la salida. Sin embargo, la corrección del factor de potencia se desactiva para los valores de  $P_{LEDs}$  más bajos debido a que en estos casos, con el sistema PFC el convertidor Boost opera en el modo de conducción discontinua, en donde la corriente de entrada se anula repetidamente ocasionando parpadeo en los LEDs.

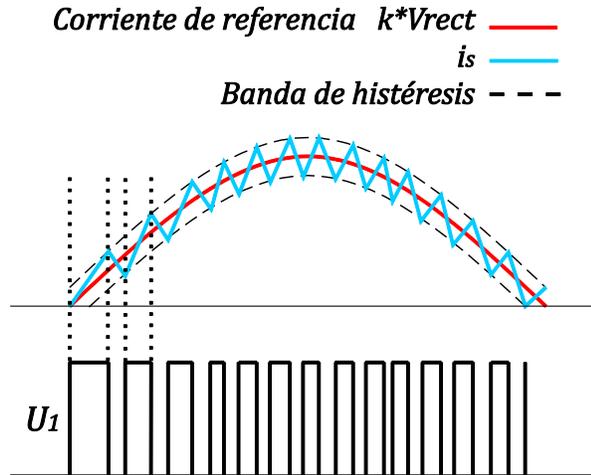


Figura 11. Dinámica del control por comparación con banda de histéresis para una referencia sinusoidal

## 2.2. CONDICIÓN DE ACOPLÉ PARA EL FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA PFC

El comportamiento de  $I_s$  puede ser analizado a partir de  $I_{L_1}$ , y la derivada de esta última señal se determina por medio del modelo matemático. Para fines del control de factor de potencia por banda de histéresis, se desea que la derivada de  $I_{L_1}$  sea negativa cuando el interruptor del convertidor Boost se encuentre abierto ( $U = 0$ ), y que sea positiva cuando el interruptor esté cerrado ( $U_1 = 1$ ).

Lo anterior se cumple para  $U_1 = 1$ , de acuerdo con la siguiente ecuación y teniendo en cuenta que  $v_{rect}$  es siempre positivo.

$$\frac{dI_{L_1}}{dt} = \frac{V_{rect}}{L_1} \quad (6)$$

En el caso de  $U_1 = 0$ , como se muestra en la ecuación a continuación, la derivada de  $I_{L_1}$  es negativa siempre que  $V_{rect}$  sea menor que la tensión en la salida de la etapa elevadora ( $V_{C_1}$ ); en caso contrario, la derivada es positiva y esto no permite una correcta operación

del control por banda de histéresis. Este problema se muestra gráficamente en la Figura 12.

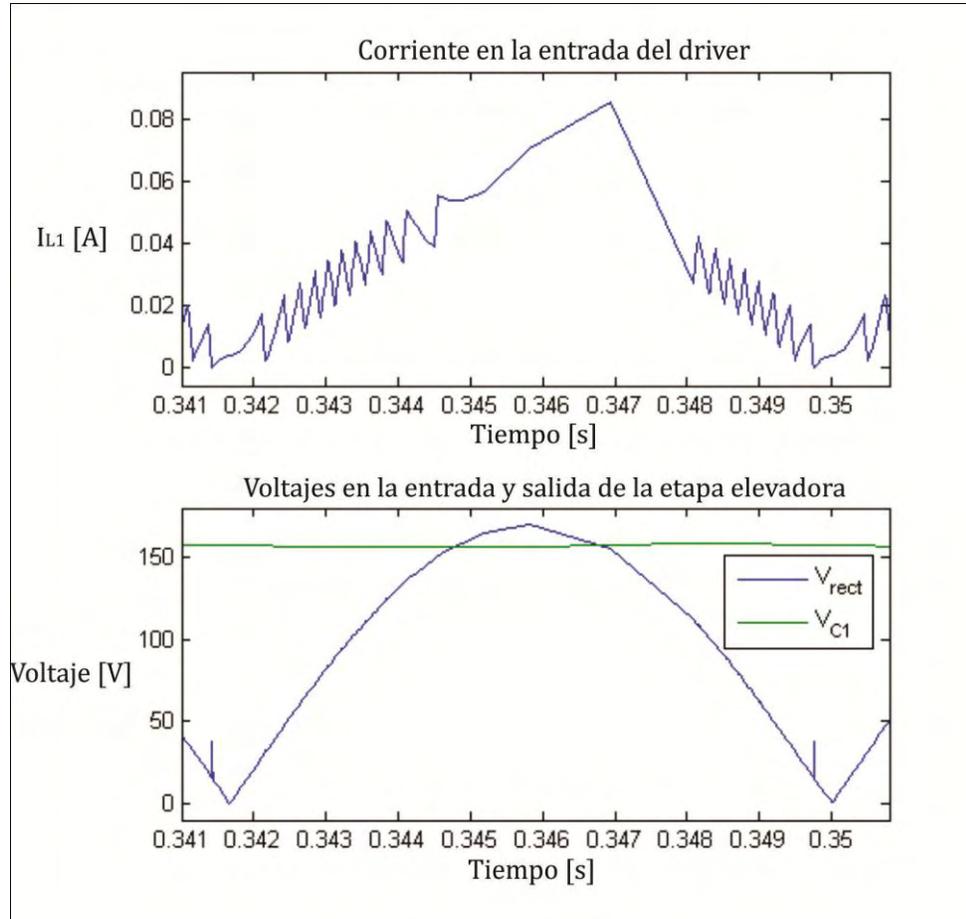


Figura 12. Simulación de la distorsión en  $i_{L_1}$  ocasionada por un valor de  $V_{C_1}$  menor que  $V_{rect(max)}$ .

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{1}{L_1} (V_{rect} - V_{C_1}) \quad (7)$$

Una solución para conseguir que la derivada de  $i_{L_1}$  sea siempre negativa y así no alterar el funcionamiento de la etapa PFC consiste en cumplir con la relación expresada a continuación:

$$V_{C_1} \geq V_{rect(max)} \quad (8)$$

En donde  $V_{rect(max)}$  corresponde a la amplitud de la señal de tensión de la red eléctrica. Cuando  $V_{C_1}$  supera el valor de  $V_{rect(max)}$  se presentan pérdidas de energía en el circuito debido al mayor esfuerzo en los conmutadores y en los componentes almacenadores de energía, lo cual se comprobó aumentando gradualmente el valor de  $V_{C_1}$  en el control

implementado y midiendo la eficiencia del circuito, como se muestra en la Figura 13. Se encontró que para cualquier valor de referencia de potencia, la eficiencia se reduce al incrementar el valor de  $V_{C_1}$  en un valor mayor que  $V_{rect(max)}$ .

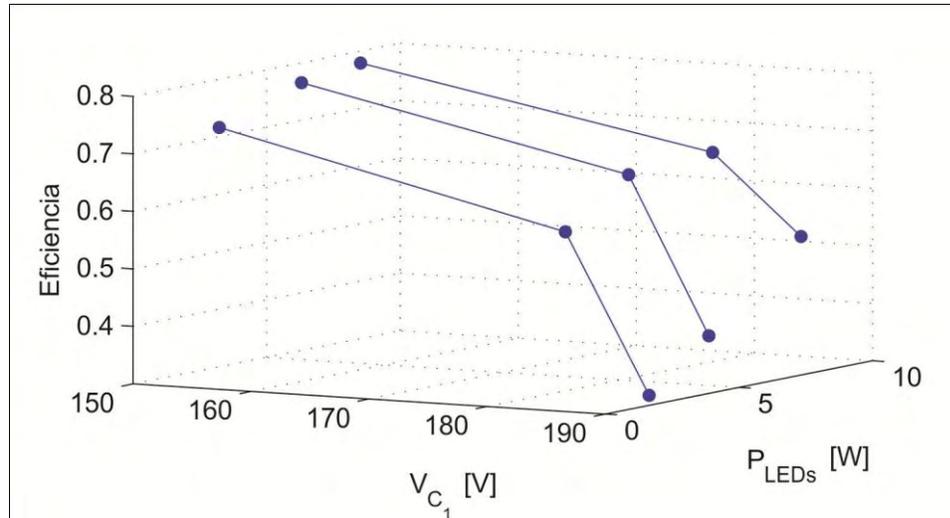
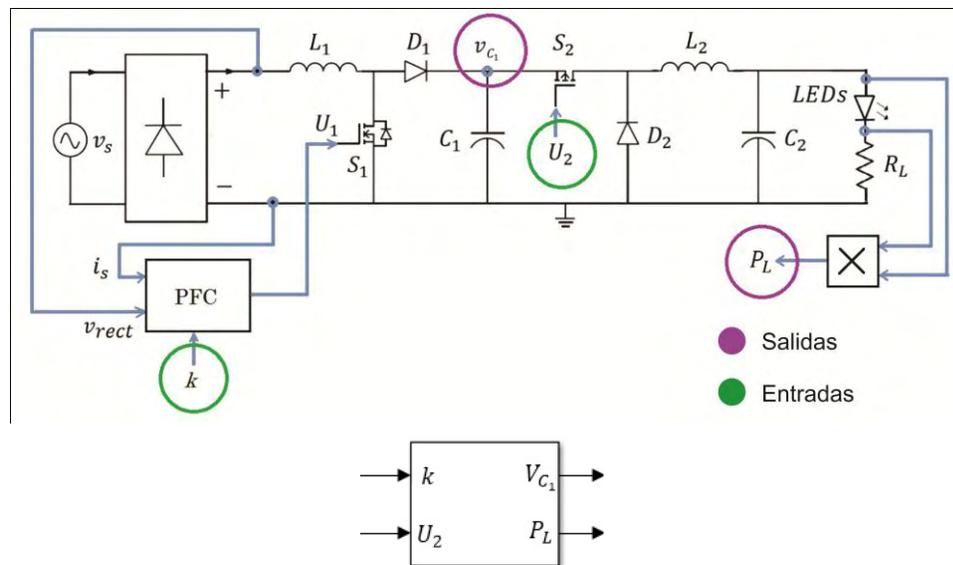


Figura 13. Eficiencia del circuito para diferentes valores de  $V_{C_1}$  y de  $P_{LEDs}$ . ( $V_{rect(max)} \cong 153 V$ )

Con este análisis se plantea el siguiente requerimiento de control:

$$V_{C_1} = V_{rect(max)} \tag{9}$$

### 2.3. PLANTEAMIENTO CONTROL MIMO



Variables dispuestas como entradas y salidas del sistema de control.

El controlador debe alcanzar una referencia en la potencia de la cadena de LEDs, además de cumplir con la relación  $V_{C_1} = V_{rect(max)}$ . De esta manera se definen las salidas del sistema como  $P_{LEDs}$  y  $V_{C_1}$ . El valor de estas variables puede ser manipulado por medio del manejo del interruptor  $S_2$  en el convertidor reductor, además de que también se ven afectadas por el valor del factor de escalamiento  $k$  en el sistema PFC; estas dos variables se escogen como las entradas del sistema. En total, se tiene un sistema con dos entradas y dos salidas en donde el estado del interruptor  $S_2$  influye directamente sobre  $P_{LEDs}$  y de manera indirecta sobre  $V_{C_1}$ ; de la misma manera el valor de  $k$  influye directamente sobre  $V_{C_1}$  e indirectamente sobre  $P_{LEDs}$ .

El controlador para el sistema propuesto se compone de dos lazos de realimentación y en las siguientes subsecciones se proponen dos técnicas diferentes para abordar el problema de control.

### 2.3.1. Control con dos lazos PI

La condición establecida en la Ecuación (9) se consigue con un lazo de control PI en donde la variable de control es el factor de escalamiento  $k$ , que determina la magnitud de  $I_s$  y por lo tanto influye directamente sobre  $V_{C_1}$ . La señal de referencia para este controlador es  $V_{rect(max)}$ , cuyo valor presenta cambios debido al comportamiento de la red de alimentación por lo que es medido constantemente por el sistema de control.

Por otra parte el interruptor electrónico se manipula por medio de una señal PWM en el convertidor reductor. A partir de esto, se implementa un segundo lazo PI para controlar el valor de  $P_{LEDs}$ , en donde la señal de control es el ciclo de trabajo  $D$  del PWM en el convertidor Buck, y la referencia corresponde a la potencia en los LEDs deseada por el usuario. El esquema con los dos lazos de realimentación PI se muestra en la Figura 14.

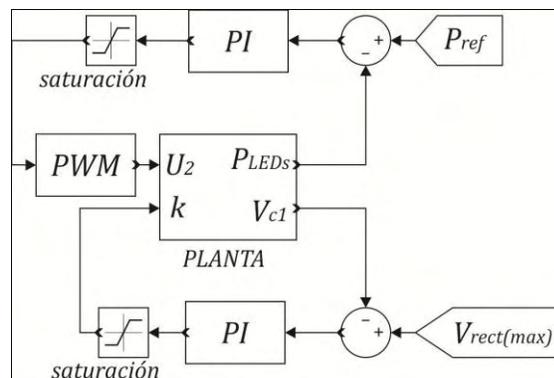


Figura 14. Diagrama de bloques del control con dos lazos PI.

El circuito diseñado fue simulado en el programa PSIM, donde se variaron los valores de los componentes hasta obtener el desempeño deseado. Estos valores se tomaron como referencia para la implementación del circuito. En la Figura 15 se aprecia como el control programado sigue la referencia de voltaje en la resistencia de carga, que está relacionada directamente con la potencia de los LEDs, y adicionalmente se tiene una adecuada corrección del factor de potencia.

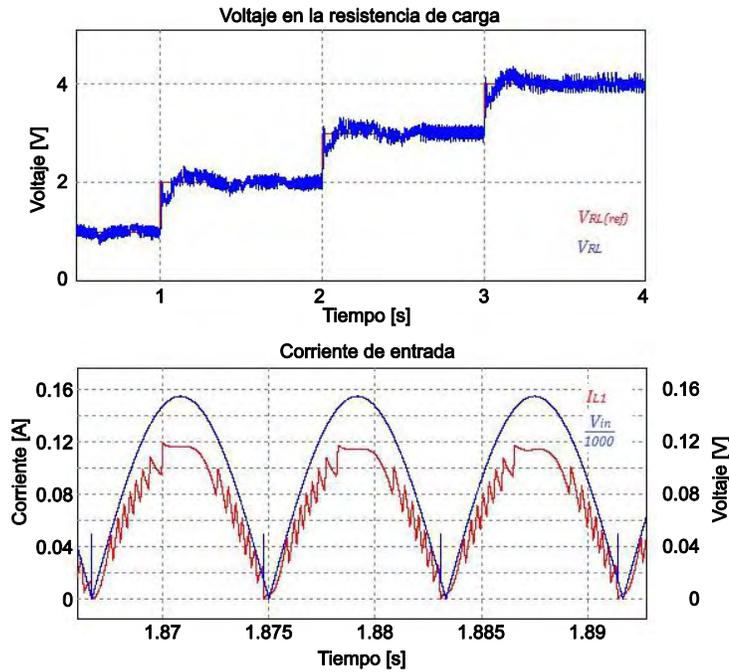


Figura 15. Resultados de simulación del control con doble PI

### 2.3.2. Control Histéresis-PI

En este esquema de control, que se ilustra en la Figura 16, el valor de  $V_{C_1}$  se mantiene en el valor de referencia  $V_{rect(max)}$  por medio de un lazo de control PI de la misma manera que se propuso en Control con dos lazos PI. Por otra parte, se tiene que la potencia de salida  $P_{LEDs}$  incrementa cuando  $S_2$  se encuentra cerrado y disminuye en caso contrario. A partir de esto se implementa un control por comparación con banda de histéresis donde la señal de control corresponde a  $S_2$ , que se activa si  $P_{LEDs}$  es menor a una potencia de referencia deseada  $P_{ref-h}$  y se desactiva cuando  $P_{LEDs}$  supera el valor de  $P_{ref+h}$ , en donde  $h$  es el valor de histéresis. Esta técnica de control evita que el conmutador trabaje a altas frecuencias, y su funcionamiento es satisfactorio en este sistema de naturaleza no lineal como se muestra en la Figura 31.

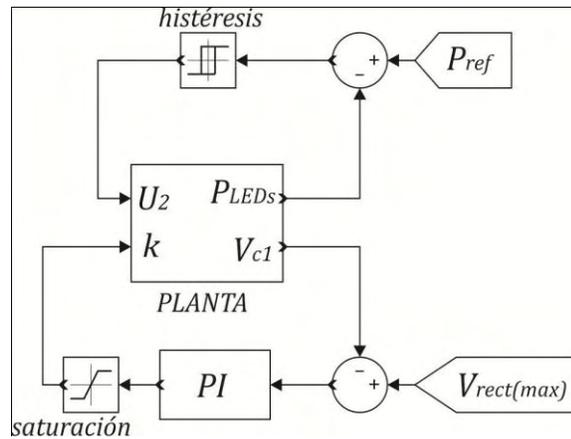


Figura 16. Esquema del control Histéresis-PI para los lazos de control de  $P_{LEDs}$  y  $V_{C1}$ .

En la simulación de este esquema de control se obtiene una respuesta casi instantánea, sin oscilaciones y con mínimo tiempo de establecimiento para el control de  $P_{LEDs}$ , además el sobrepaso presenta un valor alto pero transitorio. El tiempo de muestreo del control se estableció basado en las características de la plataforma digital utilizada en la implementación. En la Figura 17 se presentan las formas de onda registradas del programa PSIM donde se evidencia el cambio en la referencia de potencia y la respuesta del sistema.

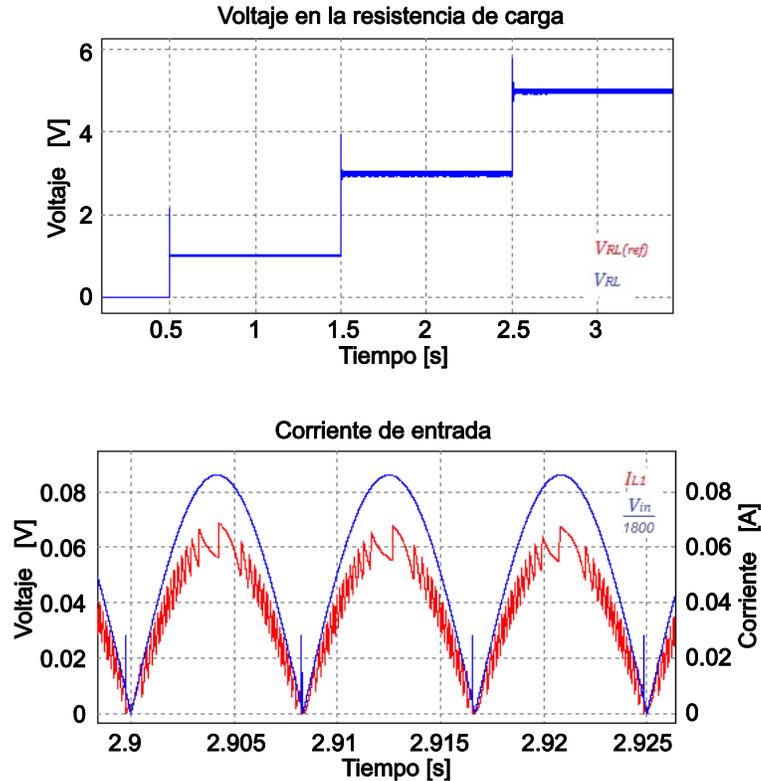


Figura 17. Resultados de simulación del control Histéresis-PI

### CAPÍTULO 3. IMPLEMENTACIÓN DEL DRIVER

El circuito se divide en dos secciones para su implementación: La sección de potencia y la sección de control, que en el montaje realizado están separadas en placas diferentes. En la Figura 18 se muestra una fotografía del circuito final implementado.

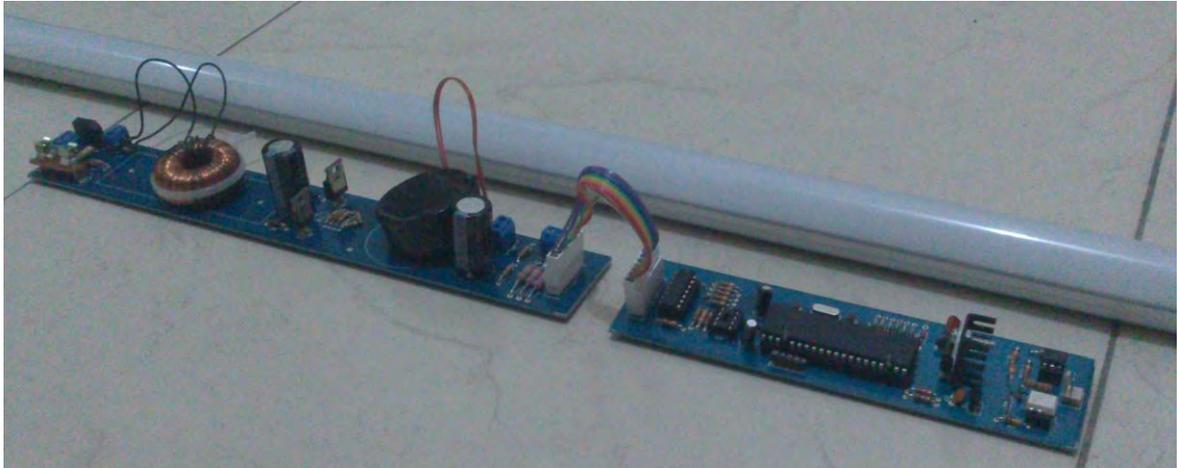


Figura 18. Fotografía del circuito desarrollado, incluyendo las placas de control y potencia, y las lámparas LED.

#### 3.1. SECCIÓN DE CONTROL

Esta etapa se encarga de recibir las señales provenientes de la sección de potencia, realizar el procesamiento de la información y entregar los voltajes de activación para los conmutadores. Los diferentes lazos de control se implementan de manera digital en el microcontrolador dsPIC30F4011 de Microchip, con características de alta velocidad de procesamiento (120 MHz), alta velocidad de los puertos ADC (500 kS/s) y bajo costo en comparación con otras alternativas como los sistemas embebidos basados en tecnología ARM. Adicionalmente las operaciones matemáticas en el dsPIC se realizan por medio de multiplicadores y acumuladores integrados, reduciendo sustancialmente su tiempo de procesamiento.

El programa desarrollado presenta un tiempo del ciclo general y un tiempo de muestreo de las señales análogas de 42  $\mu$ s. Se optó por implementar una combinación de los dos tipos de controlador diseñados y descritos anteriormente para el sistema MIMO. Para valores bajos de potencia de salida, se emplea la estrategia de control de doble PI y se desactiva la corrección del factor de potencia. Cuando supera un umbral de 1.67W, se conmuta a la estrategia de control de Histéresis-PI y se activa la corrección del factor de

potencia debido a que cada estrategia ofrece un mejor desempeño en el rango respectivo. Lo anterior se profundiza en la sección 3.7. Esta conmutación de controladores y la estructura general de los algoritmos de control programados en el dsPIC se representa en el diagrama de bloques de la Figura 19. Este programa cuenta con las características que se describen a continuación:

**Medición del máximo de  $V_{rect}$ :** Para el lazo de control de  $V_{C_1}$ , el valor de referencia es siempre el máximo de la tensión en la red eléctrica rectificadora ( $V_{rect(max)}$ ). Debido a que este valor presenta cambios de acuerdo al comportamiento en la red eléctrica, se implementa un algoritmo de detección del máximo valor adquirido cada 0.5s.

**Funciones para diferentes procesos:** La programación del dsPIC en el compilador XC16 se hace a partir de los bits de control cuya documentación se encuentra en la hoja de características del microcontrolador y de la familia dsPIC30F. De esta manera el manejo de los puertos analógicos y las salidas PWM requiere de varias líneas de código. Para simplificar este proceso se crean funciones para realizar lecturas análogas, retardos, y para cambiar los parámetros de funcionamiento de una señal PWM.

**Lectura de  $V_{RL}$  por medio de dos canales ADC:** para valores bajos de potencia el cambio de iluminación es más notorio. Por esta razón se utiliza un segundo ADC que lee la señal de  $V_{RL}$  amplificada por un factor de 5.1, de manera que los valores bajos de potencia sean adquiridos con mayor resolución. Así incluso los valores más bajos de  $V_{RL}$  son medidos con un error despreciable, contribuyendo a un control más preciso en la potencia de salida.

**Cambio de controladores:** En los lazos de control diseñados se realizan transiciones entre un tipo de controlador por comparación con banda de histéresis y un control PI de acuerdo al valor de la referencia de potencia y el valor de  $P_{LEDs}$  medido. Para evitar rebotes durante los cambios de controladores se implementó un método para enclavar el tipo de control una vez se ha establecido.

**Funciones para operaciones matemáticas en el dsPIC:** Las multiplicaciones y divisiones genéricas para microcontroladores toman alrededor de 30 $\mu$ s para ser ejecutadas. Sin embargo, las funciones `__builtin_mulss` y `__builtin_divsd` hacen uso de recursos específicos del dsPIC, de manera que realizan multiplicaciones y divisiones en períodos cercanos a 3 $\mu$ s. De este modo es posible alcanzar la frecuencia de trabajo necesaria para el sistema PFC y para conseguir un control de  $P_{LEDs}$  sin intermitencias.

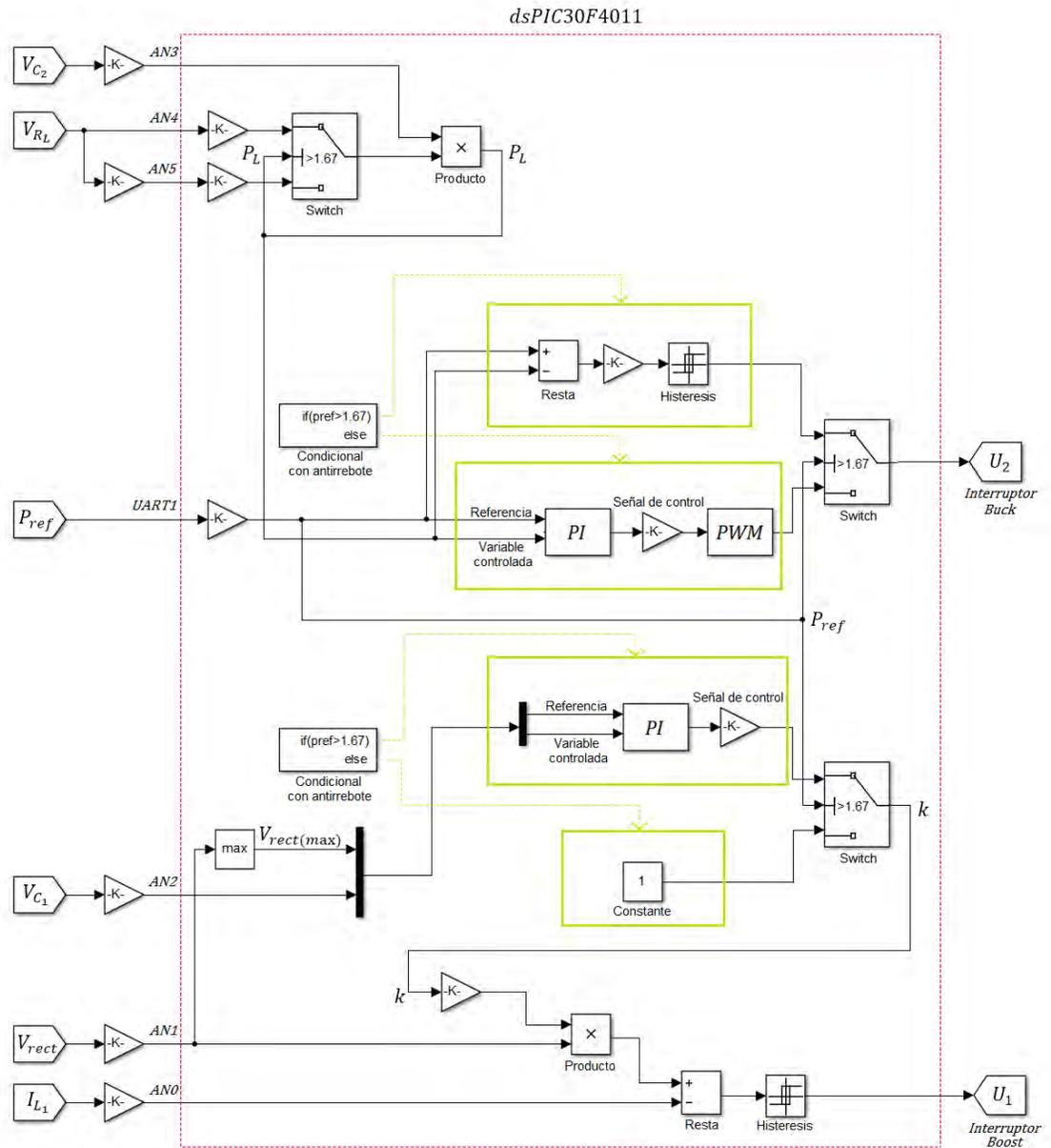


Figura 19. Diagrama de la programación en el dsPIC

### 3.1.1. Mejoras en la implementación de algoritmos PI

El algoritmo básico para la implementación de un PI consiste en calcular la siguiente ecuación:

$$Variable\ de\ control = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (10)$$

En donde:  $e = Referencia - Salida$ , y  $Salida = Entrada$  al ser un sistema con realimentación unitaria.

Este método de control se puede abordar por medio de funciones integradas en el dsPIC. Sin embargo, el uso de estas funciones está limitado y no es suficiente para las transiciones entre controles que se diseñaron en el sistema. Como alternativa de solución se programa el algoritmo PI básico, y basándose en el trabajo realizado por Beauregard [21] se añade una serie de mejoras que corrigen los problemas generados por el algoritmo básico, como se describe a continuación.

El primer problema que se presenta en el algoritmo básico de un control PI es que cuando se cambia el valor de  $K_I$ , el error acumulado hasta ese momento se multiplica en su totalidad por la nueva constante integral generando un cambio rápido, grande e indeseado en el término integral. Este problema se muestra en la siguiente ecuación.

$$K_I \int edt = K_{I_n}[e_n + e_{n-1} + \dots], \text{ donde } n \text{ es el número de iteración del algoritmo.} \quad (11)$$

La solución es multiplicar el término integral por el valor del error en cada iteración, y posteriormente agregarlo a la sumatoria que corresponde al término integral, así:

$$K_I \int edt = K_{I_n}e_n + K_{I_{n-1}}e_{n-1} + \dots \quad (12)$$

De esta manera si se cambia el valor de  $K_I$ , el valor acumulado del error en el tiempo seguirá siendo el mismo que antes, y únicamente las iteraciones posteriores al cambio de la constante integral serán afectadas por su nuevo valor. Como resultado de este cambio es posible hacer cambios a las constantes del control mientras se encuentra en funcionamiento, sin que esto genere variaciones indeseadas en la salida.

Adicionalmente se implementa una característica *anti-windup*, que consiste en evitar que la señal de control calculada siga aumentando o reduciéndose cuando ya ha llegado a su límite físico. Para esto se especifica que cuando esta señal se encuentre en sus límites de saturación, se suspenda su modificación y la acumulación del término integral hasta que ya no se encuentre en ese estado.

Por último, se aborda el problema de lo que se debe hacer cuando el control se desactiva y cuando se activa, con el fin de evitar cambios indeseados en la señal de control calculada. Esto es de gran importancia para el sistema diseñado, en donde se cambia el tipo de controlador para cada lazo dependiendo del valor de referencia establecido.

Para desactivar el control PI simplemente se deja de calcular los términos proporcional e integral, y se establece el valor de la señal de control ( $k$  y  $D$  para este caso) de manera manual o por medio de otro tipo de controlador. Cuando se vuelve a activar el control PI

se iguala el término integral al valor actual de la variable de control, que puede haber sido modificado manualmente; de esta manera se consigue una transición suave en la salida durante la reactivación del control. Lo anterior contribuye a eliminar el parpadeo de las lámparas al realizar transiciones o activaciones de los controladores.

### 3.2. ADECUACION DE SEÑALES

La adecuación de las señales necesarias para el control se realiza mediante divisores de voltaje y amplificadores operacionales (TL084) que realizan un acople de impedancias y escalan los voltajes a valores soportados por los ADC del microcontrolador. La tensión en la resistencia de carga, a partir de la cual se calcula la corriente y la potencia en la cadena de LEDs, tiene un rango de variación que hizo necesario adquirirla en un segundo ADC con un factor de escalamiento mayor para tener mejor resolución en los valores más bajos debido a que en potencias bajas, la variación de la iluminación es más notable. Dentro del sistema de control, a esta variable se le asigna una u otra señal adquirida dependiendo del nivel de potencia que se esté manejando. En la Figura 20 se indican los valores de los divisores y amplificadores implementados.

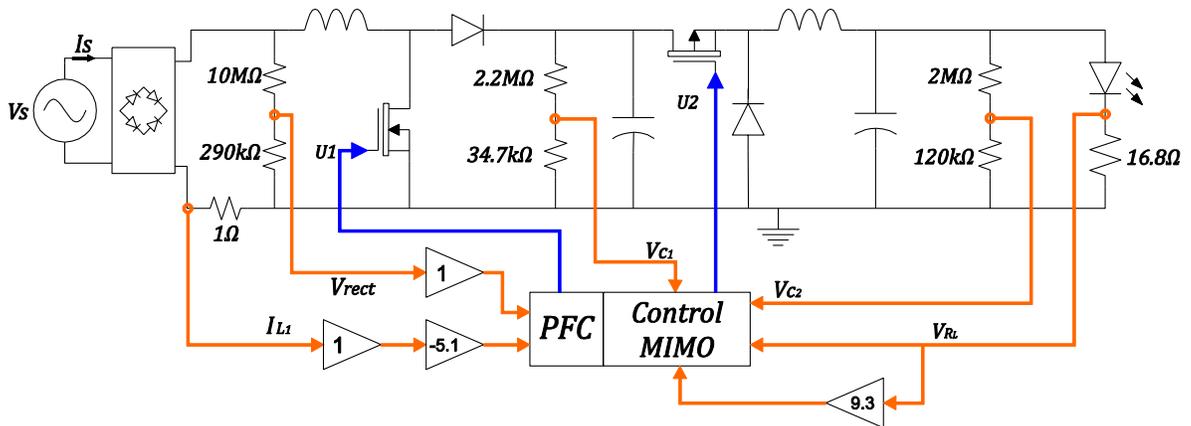


Figura 20. Divisores de voltaje y factores de amplificación utilizados.

Por otra parte, las tensiones manejadas en la etapa de potencia son mucho mayores a las de la etapa de control, por lo que se hace necesario proteger el microcontrolador de las tensiones y corrientes excesivas que pueden causar daños y mal funcionamiento. Con este propósito se conectan diodos zener en los puertos de entrada analógico digital y las señales de salida pasan por un aislador óptico antes de pasar al circuito de polarización. La disposición de estos elementos se ilustra en la Figura 21.

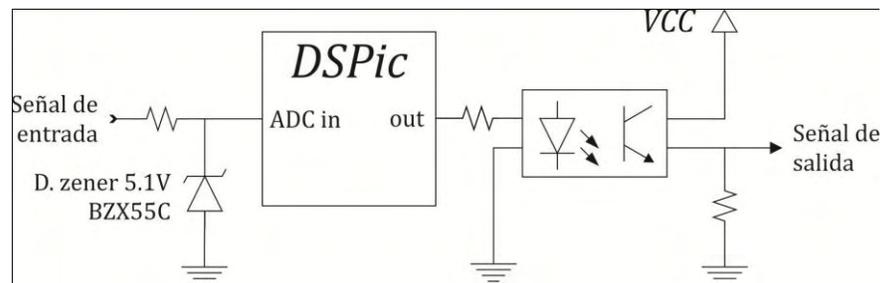


Figura 21. Circuitos de protección y aislamiento.

### 3.3. SECCIÓN DE POTENCIA

Está compuesta por los elementos que transfieren la energía de la red eléctrica a la cadena de LEDs, como los convertidores electrónicos, el puente rectificador y los elementos de protección. Para la operación de conmutación en los convertidores se utilizan transistores MOSFET IRF730 (canal N) e IRF9530 (canal P) que requieren de algunos componentes adicionales para su polarización. Estos conmutadores experimentan un incremento en la temperatura que depende principalmente de la intensidad de corriente que fluye a través de ellos y de la frecuencia de conmutación durante la operación, por lo que también requieren de disipadores de calor. Este hecho establece un límite físico para la frecuencia de trabajo del sistema de PFC.

El estado de polarización depende de la señal de control proporcionada por el microcontrolador, que se adecúa para que permita o impida el paso de corriente en los MOSFET. En el MOSFET canal P, de la etapa reductora, es necesario calcular el divisor de voltaje según la tensión máxima en el surtidor, de manera que  $V_{SG}$  se mantenga dentro de los límites soportados por el componente; por otra parte, el MOSFET canal N de la etapa elevadora se polariza con la tensión de alimentación  $V_{CC}$ . Los circuitos de polarización implementados en el montaje se ilustran en la Figura 22.

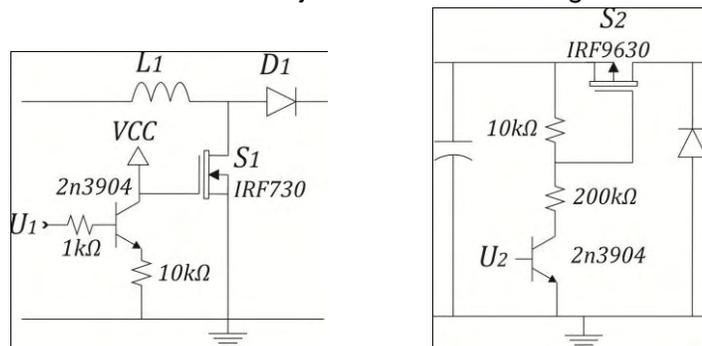


Figura 22. Circuito de polarización Boost (izquierda), circuito de polarización Buck (derecha)

El driver alimenta una cadena de 100 HB-LEDs tipo barra T8 extraída de una lámpara Osaki LT822B de 22W con las características de la Tabla 2, que se encuentra en serie con la resistencia de carga  $R_L$ . Las cadenas de LEDs se encuentran dispuestas en una configuración de serie-paralelo como se indica en la Figura 23.

Tabla 2. Características de la lámpara utilizada

Marca	OSAKI LT822B LED string light
Dimensiones	1200 x 26 mm
Voltaje de Alimentación	110 VAC
Frecuencia de operación	(50 - 60) Hz
Color	Blanco 6500K
Corriente Máxima	275 mA
Tensión DC	76.1 V
Potencia	22 W
Potencia Luminosa	2100 Lm
Número de LEDs	100
Vida Útil	>50000 horas

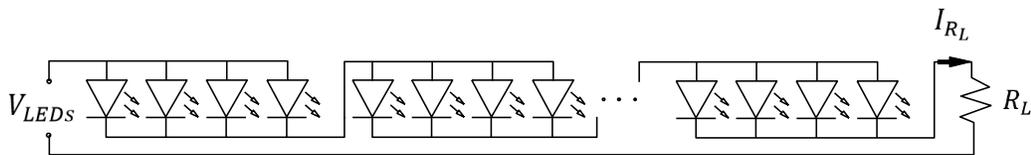


Figura 23. Configuración de los LED en una lámpara comercial tipo barra.

La potencia disipada en  $R_L$  es proporcional a su valor de resistencia. Por lo tanto, para minimizar las pérdidas por calentamiento, que representan la mayor parte de las pérdidas del sistema, es conveniente que la resistencia de carga tenga el menor valor posible. No obstante, ya que la corriente que pasa por la cadena de LEDs está determinada por la diferencia de potencial en los terminales de la resistencia de carga, un valor pequeño de esta resistencia ocasiona que los cambios en la corriente sean mucho más bruscos. Por otro lado, para efectos del control de potencia es necesaria una medición de la corriente que circula por los LEDs que puede calcularse a partir del voltaje en la resistencia de carga. Para evitar la necesidad de adicionar divisores de voltaje, o amplificadores operacionales en la adquisición de esta señal con el puerto ADC del dsPIC, se calcula el valor de la resistencia de carga de manera que el voltaje, en sus terminales sea de 5V cuando por ésta circule la corriente máxima soportada por la cadena de LEDs. De esta manera, como la corriente máxima de la lámpara, según las mediciones realizadas con el driver comercial es de 275mA, el valor de la resistencia viene dado por la siguiente expresión:

$$R_L = \frac{V_{R_L(máximo)}}{I_{LEDs(máxima)}} = \frac{5V}{275mA}$$

$$R_L = 18\Omega \quad (13)$$

En la implementación se utiliza un arreglo de resistores para obtener este valor de  $R_L$ , con una tolerancia del 5%. De esta manera, la resistencia de carga disipa bajos valores de potencia con respecto a la potencia de la lámpara, como se muestra en la ecuación.

$$\begin{aligned} P_{R_L(\text{máxima})} &= R_L * I_{LEDs(\text{máxima})}^2 = 18 * (275 * 10^{-3})^2 \\ P_{R_L(\text{máxima})} &= 1.37W \end{aligned} \quad (14)$$

Como complemento a la implementación del driver, se desarrolla en MATLAB un programa para calcular el factor de potencia y el THDi a partir de las señales de tensión y corriente obtenidas de los montajes y las lámparas comerciales. Para calcular estos indicadores se adquiere la señal de corriente en la entrada del driver por medio de un osciloscopio digital de 1GS/s, y seguidamente se obtienen los coeficientes de la serie de Fourier ( $a_0, a_n$  y  $b_n$ ) de acuerdo a las ecuaciones:

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} I(t) dt, \quad a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} I(t) \cos\left(\frac{2n\pi}{T}t\right) dt, \quad b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} I(t) \sin\left(\frac{2n\pi}{T}t\right) dt \quad (15)$$

Se escoge una gran cantidad de coeficientes para representar las señales de corriente ya que poseen componentes de alta frecuencia relacionadas con la acción de conmutadores electrónicos ( $n = 1000$ ). A partir de estos coeficientes, se reconstruye el valor RMS de la corriente para cada orden de armónico de acuerdo a la ecuación:

$$I_{rms_n}(t) \approx rms\left(a_n \cos\left(\frac{2n\pi}{T}t\right) + b_n \sin\left(\frac{2n\pi}{T}t\right)\right) \quad (16)$$

Lo anterior permite calcular los valores de PF y THDi, que para este caso se definen de acuerdo a las ecuaciones **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** y (18).

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 rms}{I_1^2 rms}} = \sqrt{\frac{I_{rms}^2 - I_1^2 rms}{I_1^2 rms}} \quad (17)$$

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (18)$$

A partir de este procedimiento se realiza el análisis de armónicos y se obtienen los parámetros de eficiencia que se utilizan para evaluar el desempeño del driver en el siguiente capítulo.

### 3.4. COMUNICACIÓN DEL DRIVER CON PC Y CON DISPOSITIVO MÓVIL (ANDROID)

En el desarrollo de este trabajo se hizo necesario un método de comunicación para modificar los parámetros de los algoritmos de control sin tener que reprogramar constantemente el microcontrolador. Además de esto, se necesita establecer una referencia de potencia para la función de atenuación de luz del driver. Para dar solución a estos problemas se utilizó el protocolo RS232 para establecer comunicación entre el dsPIC y un computador por medio de un PICKit 2 y el programa *Uart Tool*, desde donde se pueden modificar los parámetros de la programación. También se utilizó el mismo protocolo para comunicar el dsPIC con un teléfono Android a través de un Arduino Nano, un módulo Bluetooth HC-05 y una aplicación desarrollada en *AppInventor*, desde la que se puede establecer la referencia de potencia además de encender y apagar la lámpara. En la Figura 24 se presenta un esquema del sistema de comunicación entre el driver y un dispositivo móvil, y en la Figura 25 se muestra una captura de la aplicación para Android.



Figura 24. Captura de la aplicación Android.



Figura 25. Diagrama de comunicación del driver con un dispositivo móvil

## CAPITULO 4. RESULTADOS

Con el sistema PFC propuesto la lámpara de LEDs se comporta como una carga de naturaleza resistiva, ya que la forma de onda de corriente en la entrada se asemeja a la del voltaje de la red y no presenta distorsiones significativas como se observa en la Figura 26-b. En comparación con el comportamiento del driver comercial, el cual se indica en la Figura 26-a, el driver propuesto elimina las discontinuidades y reduce en gran medida el contenido de armónicos en la corriente de entrada. En la Figura 27 y la Figura 28 se presenta el gráfico de armónicos comparativo de una lámpara de LEDs comercial y de la misma luminaria con el driver diseñado con PFC.

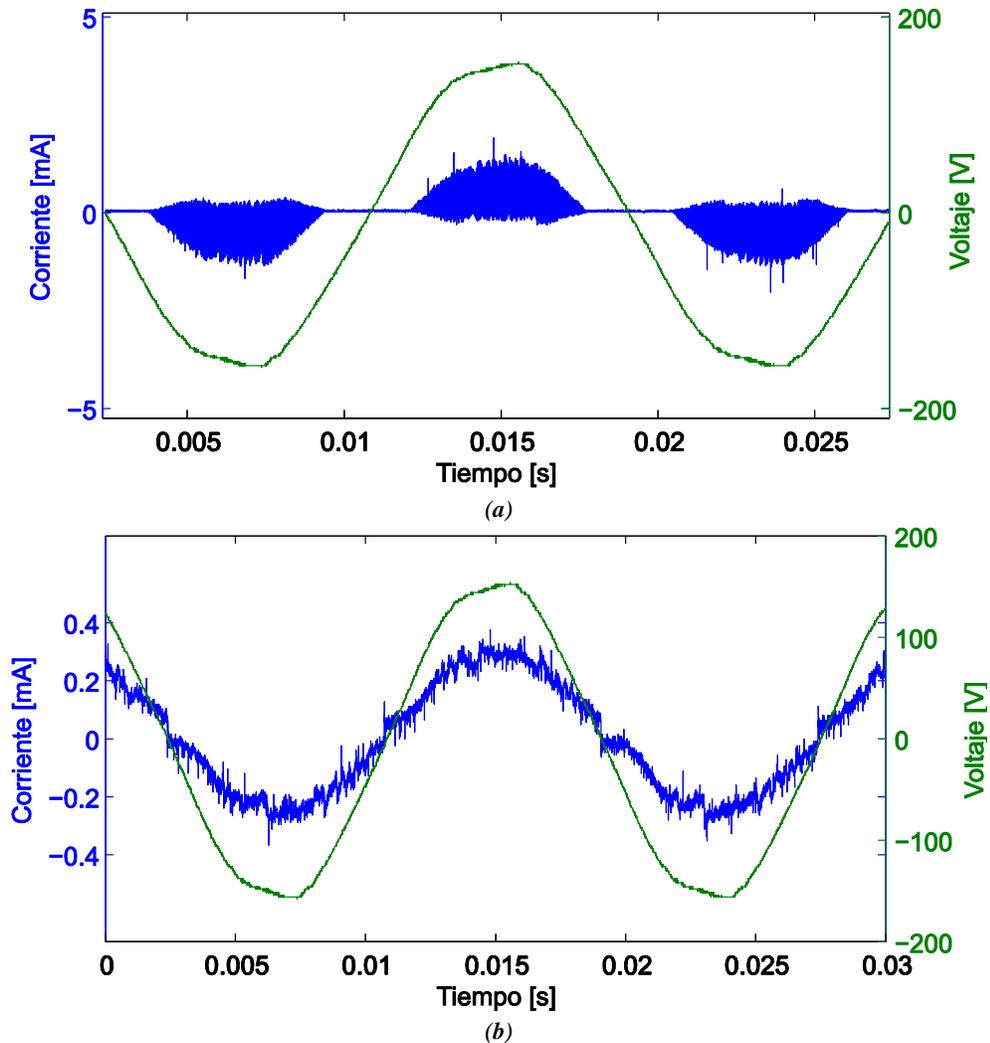


Figura 26. Formas de onda experimentales de corriente y tensión de alimentación.  
(a) Lámpara LED con driver comercial ( $PF \approx 0.58$ ,  $THD \approx 140.2\%$ ) (b) Driver con PFC por banda de histéresis y control PI en la carga. ( $PF \approx 0.995$ ,  $THD \approx 10.55\%$ )

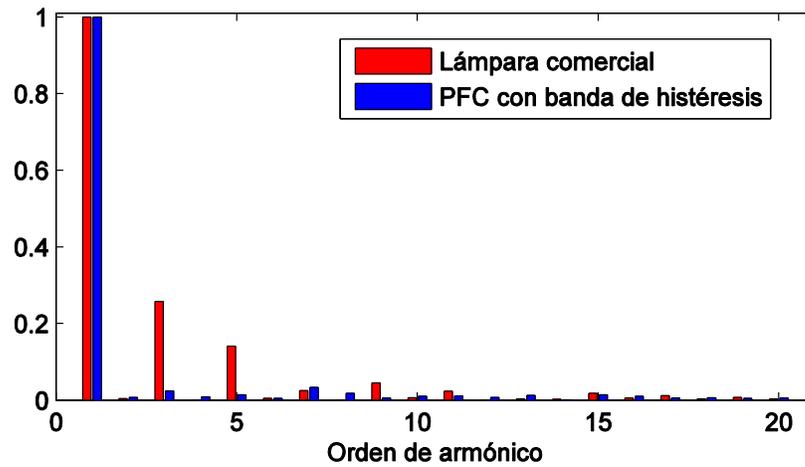


Figura 27. Comparación de armónicos para lámpara comercial y el driver diseñado con PFC.

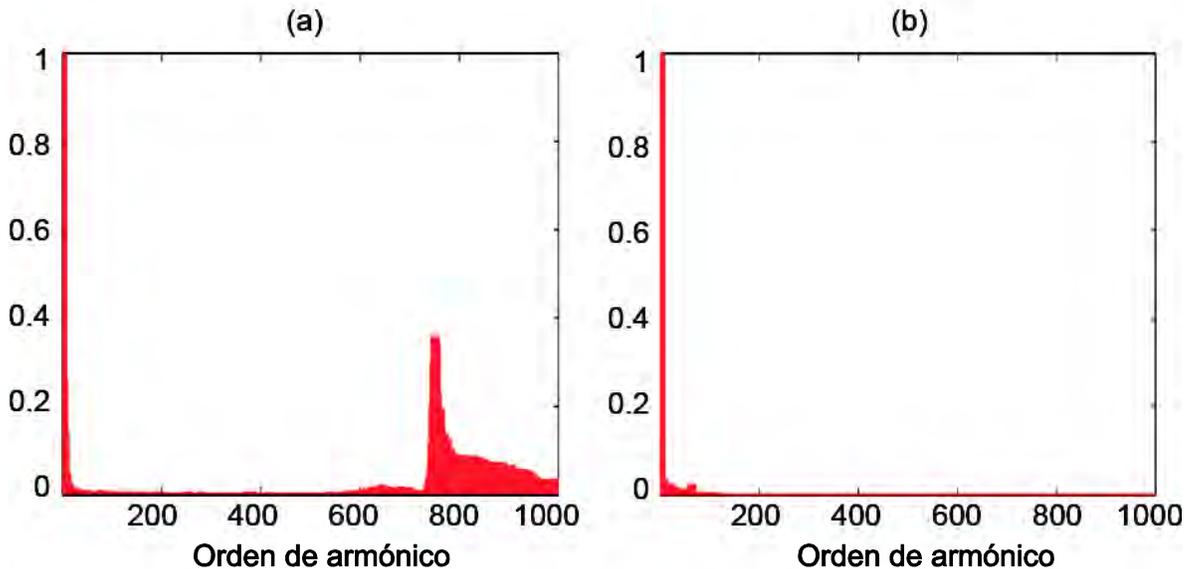


Figura 28. Comparación de armónicos de orden alto. (a) Lámpara comercial. (b) Driver diseñado con PFC.

En el convertidor propuesto es necesario cumplir con la relación  $V_{C_1} = V_{rect(max)}$  para que el sistema PFC funcione correctamente, como se indica en 2.2. Esto se consigue con el lazo interno de control PI aplicado a  $V_{C_1}$ , como se aprecia en la Figura 29, en donde la corriente  $i_s$  adquiere la forma de onda deseada a medida que  $V_{C_1}$  alcanza el valor de referencia, incrementando de esta manera el factor de potencia.

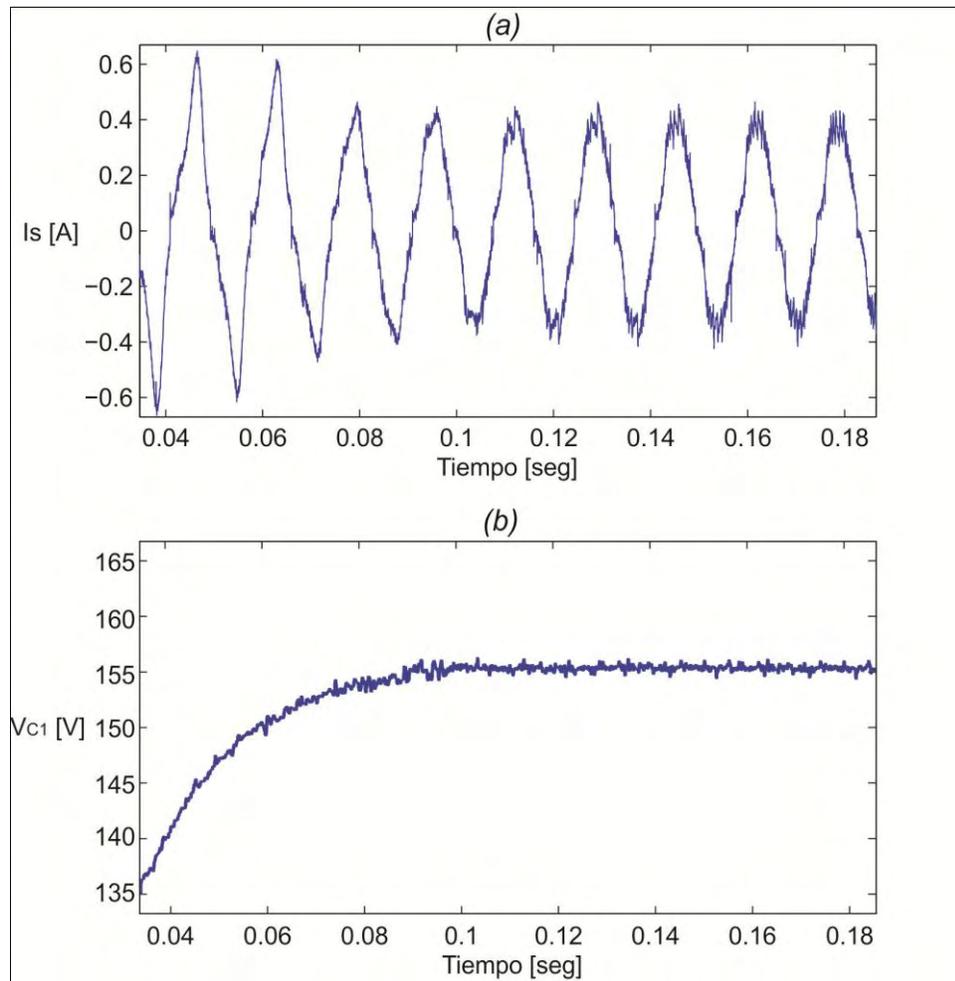


Figura 29. Señal de corriente de entrada en el driver implementado con PFC mientras  $V_{C1}$  alcanza gradualmente el valor deseado.

Por último, se tiene el lazo de control de  $P_{LEDs}$ , que se abordó con dos estrategias de control diferentes: el control PI y el control por comparación con banda de histéresis. A continuación se muestran los resultados de implementación para cada caso y su desempeño en conjunto con el control de  $V_{C1}$ .

### 3.5. MÉTODO DE CONTROL DE DOBLE PI

Se realiza el control de  $P_{LEDs}$  por medio de un lazo PI, obteniendo el desempeño mostrado en la Figura 30. Teniendo en cuenta que este lazo de control y el de  $V_{C1}$  son dependientes entre sí, al cambiar la referencia de potencia en la carga se genera una perturbación en la salida  $V_{C1}$  y el cambio de esta a su vez genera una perturbación en  $P_{LEDs}$ . Esto hace que sea más difícil encontrar un grupo de constantes que aseguren el adecuado desempeño del sistema.

Por otra parte, dadas las características no lineales del sistema, el lazo de control PI para  $P_{LEDs}$  presenta unos parámetros de sobrepaso y tiempo de establecimiento diferentes dependiendo del valor de potencia deseado en la salida. Esto se observa en la Figura 30, donde no existe sobrepaso para valores bajos de  $P_{LEDs}$  mientras que se presenta un sobrepaso considerable para los valores altos.

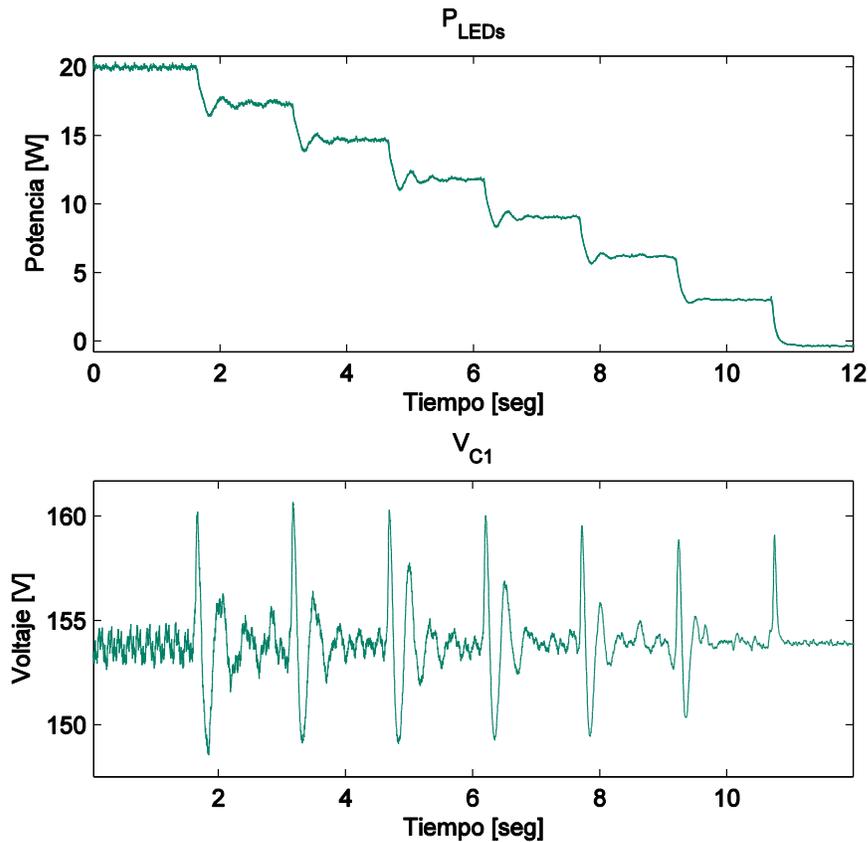


Figura 30. Desempeño del control con dos lazos PI, con  $t_{est} < 1.04s$  para el control de  $V_{C1}$  y  $t_{est} < 0.24s$  para el control de  $P_{LEDs}$ .

### 3.6. MÉTODO DE CONTROL HISTÉRESIS-PI

En este caso se controla el valor de  $P_{LEDs}$  por medio de una comparación con banda de histéresis. Se resalta el sobresaliente desempeño del controlador, que presenta reducidos tiempos de establecimiento ( $< 32ms$ ) en todo el rango de operación a pesar de las características no lineales del sistema, como se ilustra en la Figura 31. No obstante, para referencias bajas de potencia ( $P_{LEDs} < 1.65W$ ) este tipo de controlador ocasiona parpadeo visible en los LEDs por lo que en este rango debe ser reemplazado por otro tipo de control.

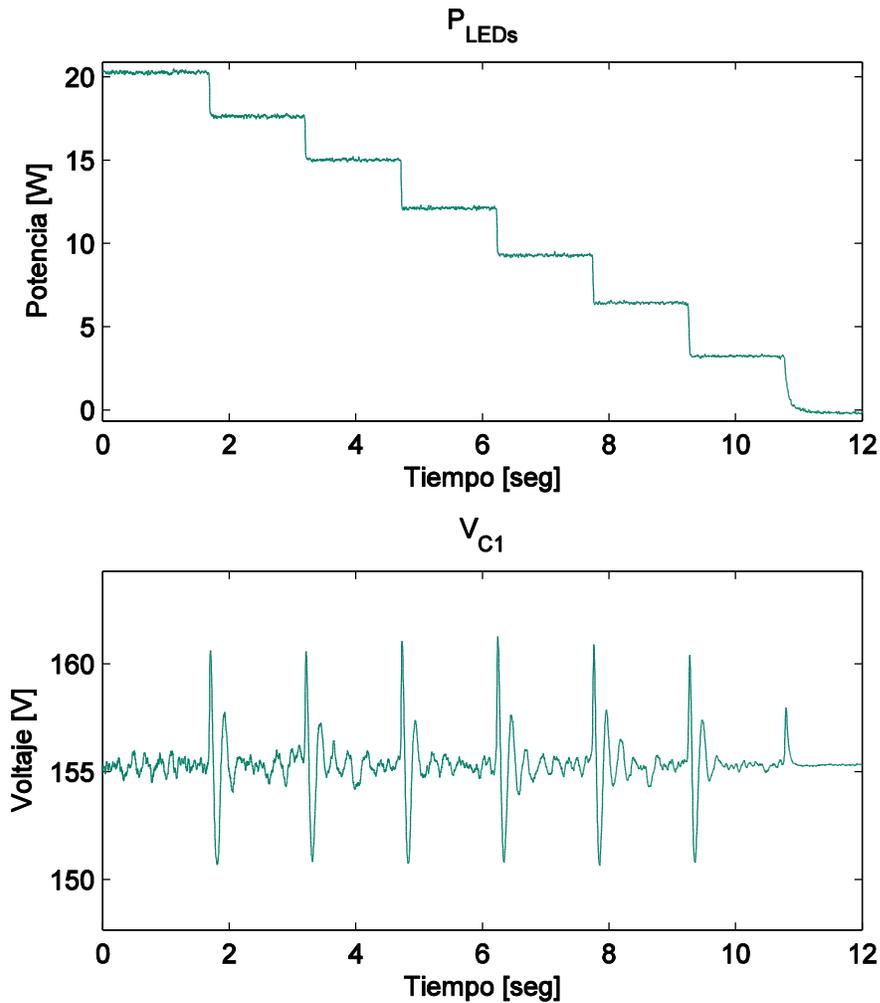


Figura 31. Desempeño del control Histéresis-PI, con  $t_{est} < 0.83s$  para el control de  $V_{C1}$  y  $t_{est} < 32ms$  para el control de  $P_{LEDs}$ .

Adicionalmente, el sistema se encarga de hacer cumplir la condición  $V_{C1} = V_{rect(max)}$  para diferentes valores de  $P_{LEDs}$  por medio de un lazo PI. El desempeño de este control se muestra en la Figura 31 en donde se observa un seguimiento de la referencia con tiempos de establecimiento en el rango de 0.3s a 0.84s. Estos son aceptables ya que el comportamiento de  $V_{C1}$  no influye sobre la iluminación de la lámpara debido a la robustez en el control de  $P_{LEDs}$ .

### 3.7. COMPARACIÓN Y ELECCIÓN DEL CONTROLADOR MIMO DEFINITIVO

En la Tabla 3 se muestra el desempeño de las dos estrategias de control implementadas en el driver. Se observa un tiempo de establecimiento menor en el controlador Histéresis-

PI, además de que este esquema de control proporciona robustez al lazo de control de  $P_{LEDs}$ , de manera que se tiene una iluminación confiable siempre que no exista saturación en los otros lazos de control. Por lo anterior se escoge este esquema para el controlador definitivo.

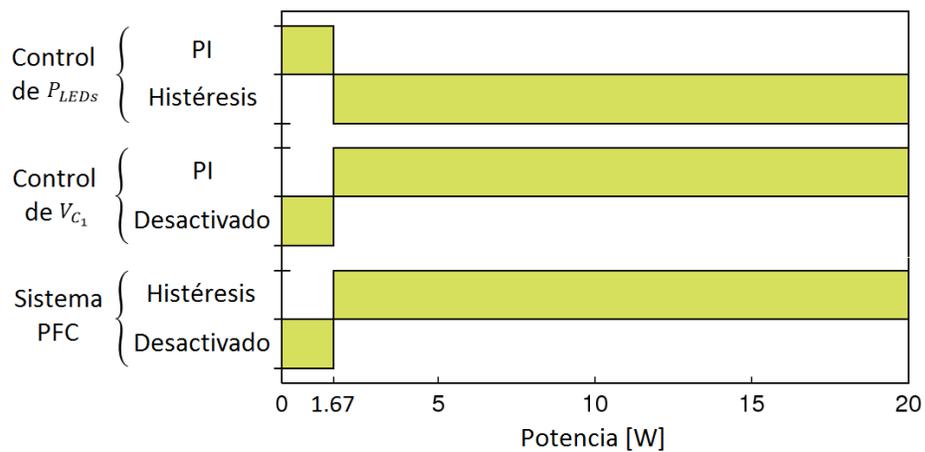
**Tabla 3. Comparación entre las dos estrategias de control evaluadas**

Tipo de control	$P_{LEDs}$		$V_{C_1}$	
	$t_{est}$ [s]	OS (%)	$t_{est}$ [s]	OS (%)
Histéresis-PI	0.032	0%	0.83	0.34%
Doble PI	0.54	32%	1.04	0.32%

Sin embargo, el control por comparación con banda de histéresis en el lazo de  $P_{LEDs}$  no funciona adecuadamente para referencias bajas ( $P_{LEDs} < 1.67 W$ ), en donde presenta parpadeo en los LEDs. Lo anterior ocurre debido a que en este rango el dsPIC no alcanza la velocidad de conmutación necesaria para un buen funcionamiento del control. Para solucionarlo se reemplaza el control por comparación con banda de histéresis por un lazo PI, el cual determina el ciclo de trabajo de una señal PWM utilizada para manipular el conmutador  $S_2$  como se explica en 2.3.1.

Al utilizar una señal PWM es posible manipular el conmutador  $S_2$  con mayor frecuencia de trabajo debido a los módulos específicos del dsPIC para este propósito. De esta manera se obtiene un control sin parpadeo visible para las referencias bajas de  $P_{LEDs}$ .

Adicionalmente, el control de  $V_{C_1}$  y el sistema PFC se desactivan para referencias bajas como se comentó en 0. A manera de resumen, en la Figura 32 se muestran las estrategias de control que funcionan en cada lazo del sistema diseñado, dependiendo del valor de la potencia de referencia en el control de  $P_{LEDs}$ .



**Figura 32. Estrategias de control para cada lazo de acuerdo al valor de referencia en el control de  $P_{LEDs}$ .**

### 3.8. GRÁFICAS PARAMÉTRICAS CON MATLAB

Durante el desarrollo del trabajo fue necesario conocer el comportamiento de ciertas variables en relación al cambio en alguno de los parámetros de control y del sistema, como ocurre en la medición de la eficiencia del circuito para diferentes valores de referencia de potencia en la salida. Esto se consigue al controlar varios dispositivos desde la plataforma MATLAB: un osciloscopio con conexión al PC para adquirir señales de corriente y voltaje, el dsPIC que interactúa con el circuito implementado y una plataforma Arduino que comunica al dsPIC con los puertos USB del computador. Este esquema de interacción se muestra en la Figura 33.

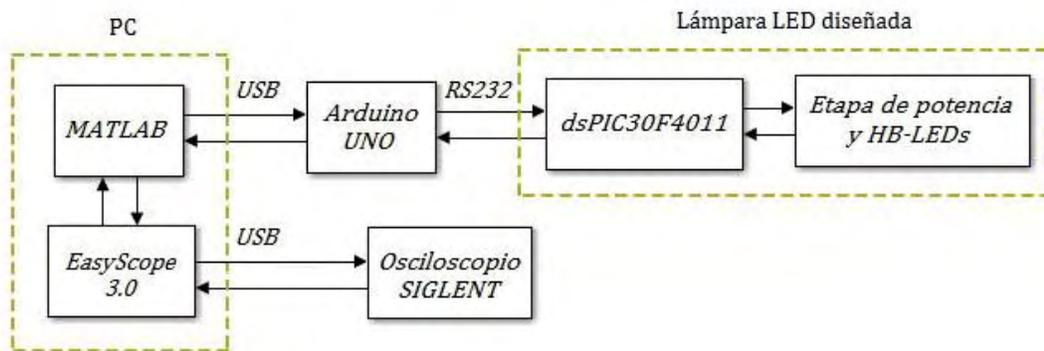


Figura 33. Esquema de interacción entre dispositivos para toma de datos

A partir de los datos adquiridos por medio de esta interacción de dispositivos se elaboraron gráficas paramétricas en 3D. Un ejemplo de esto se muestra en la Figura 34, en donde se obtiene el valor de un parámetro para todas las combinaciones entre 10 valores de  $K_p$  y  $K_I$  para un control PI. A partir de estos datos se realiza un filtrado y seguidamente una interpolación en MATLAB, haciendo posible conocer un valor aproximado de este parámetro para valores intermedios de  $K_p$  y  $K_I$ . De la misma manera se generalizó el comportamiento de diferentes gráficas paramétricas en la sección 3.9.

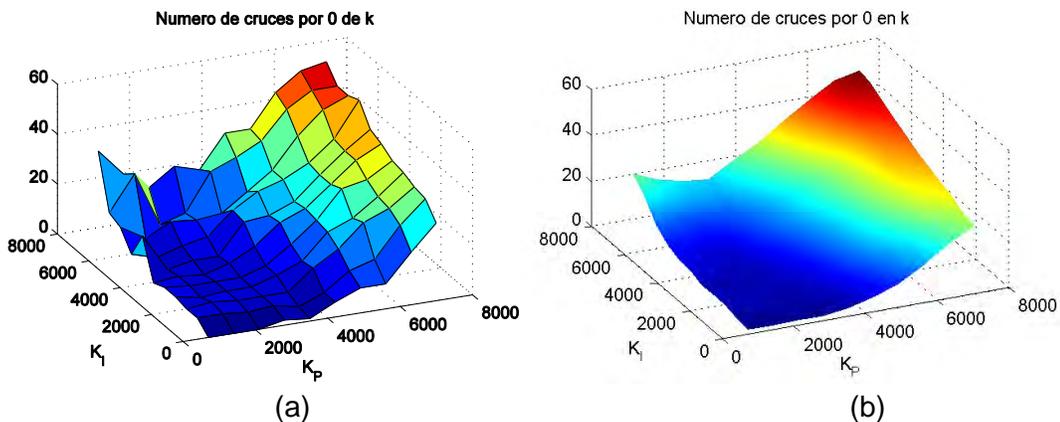


Figura 34. Suavizado e interpolación de una gráfica paramétrica.

### 3.9. CALIBRACIÓN DE CONTROLES PI

En el controlador MIMO la calibración de varios lazos de control PI funcionando simultáneamente se dificulta debido a la influencia que los lazos ejercen entre sí. Por lo anterior, en el controlador diseñado funciona un único lazo PI en todo momento mientras que los demás lazos se controlan por medio del método de comparación con banda de histéresis cuyo desempeño no se ve influenciado por el comportamiento de otros controles bajo condiciones normales de funcionamiento.

Esto simplifica el proceso de calibración, que se debe realizar para dos lazos de control PI: el control de  $P_{LEDs}$  para valores de  $P_{ref}$  bajos ( $< 1.67W$ ) y el control de  $V_{C_1}$  para valores de  $P_{ref}$  altos ( $> 1.67W$ )

En el primer caso, el rango en el que se realiza la calibración es pequeño ( $0W < P_{ref} < 1.67W$ ). En este rango el comportamiento transitorio de la salida  $P_{LEDs}$  es similar al de un sistema lineal como observa en la Figura 35, por lo que se aplica un control PI con constantes fijas.

Para la calibración se utiliza MATLAB (ver subsección 3.8), en donde se obtiene de manera automática la respuesta del control para diferentes valores de las respectivas constantes y se escoge la respuesta que presente el menor tiempo de establecimiento y que no presente sobrepaso, es decir, que se asemeje en mayor medida a la de un sistema críticamente amortiguado. El desempeño del control con algunas constantes significativas se muestra en la Figura 35.

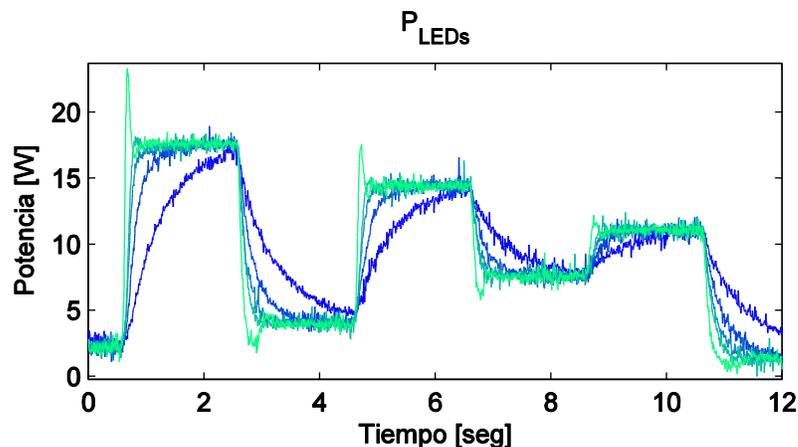


Figura 35. Desempeño del control de  $P_{LEDs}$  con algunos valores significativos de  $K_P$  y  $K_I$

En cuanto al control de  $V_{C_1}$ , se tiene que el valor de referencia será siempre de  $V_{rect(max)}$ , el cual se mantiene en un valor casi constante. Por lo anterior, la calibración se hace únicamente teniendo en cuenta las perturbaciones que se presentan en este lazo al

realizar un cambio de  $P_{ref}$ . Como estrategia de calibración, se escoge utilizar una combinación de constantes para el lazo en estado estacionario y una combinación de constantes diferentes para el estado transitorio.

Teniendo en cuenta que la señal de control ( $k$ ) determina el máximo de la corriente rectificadora en la entrada del driver, es necesario que su valor no presente variaciones considerables en estado estacionario. Para conocer las constantes del control PI que cumplen con este requisito se calculó el rango inter-cuartil (IQR) porcentual en el que se mantiene  $k$  con respecto a su valor de estado estacionario (Figura 36). Para este caso se escoge una combinación de constantes de estado estacionario en donde la variación de  $k$  tenga un índice de IQR porcentual menor del 10%.

De manera independiente se estableció una combinación de constantes para la respuesta transitoria en este lazo. En primer lugar, se desea que no se presente saturación en la señal de control durante la respuesta transitoria; lo anterior se consigue al trabajar con constantes que ocasionen poca variación de  $k$  (IQR porcentual menor al 40%)

Por otra parte, la respuesta del control ante una perturbación se puede evaluar con los parámetros de la Tabla 4. El funcionamiento de estos parámetros se ilustra en la Figura 37, en donde son utilizados para evaluar el desempeño de una perturbación en  $V_{C_1}$ . Se observa que los parámetros dependientes del tiempo generan errores en la medición debido a que amplifican el ruido de estado estacionario, mientras que el criterio IAE no depende del ruido de la señal. Por lo anterior se escoge el criterio IAE para evaluar la mejor respuesta ante una perturbación de  $V_{C_1}$ . [23]

**Tabla 4. Criterios de evaluación de desempeño de un controlador.**

Nombre del criterio	Expresión
Integral del valor absoluto del error (IAE)	$IAE = \int_0^{\infty}  e(t)  dt$
Integral del error cuadrático (ISE)	$ISE = \int_0^{\infty} e(t)^2 dt$
Integral del tiempo por el error absoluto (ITAE)	$ITAE = \int_0^{\infty} t \cdot  e(t)  dt$
Integral del tiempo por el error cuadrático (ITSE)	$ITSE = \int_0^{\infty} t \cdot e(t)^2 dt$
Integral del tiempo al cuadrado por el error absoluto (ISTAE)	$ISTAE = \int_0^{\infty} t^2 \cdot  e(t)  dt$

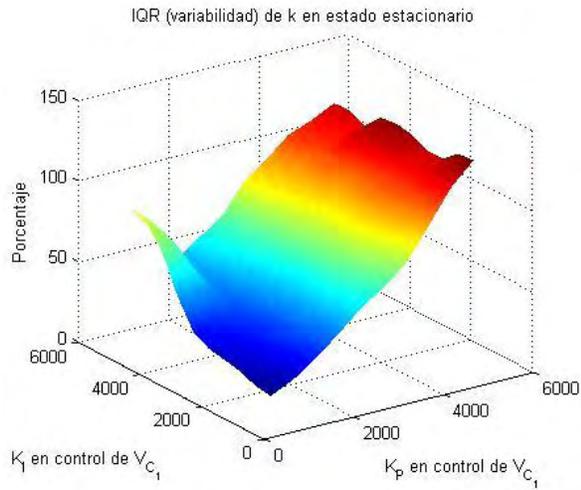


Figura 36. IQR (variabilidad) de  $k$  en estado estacionario.

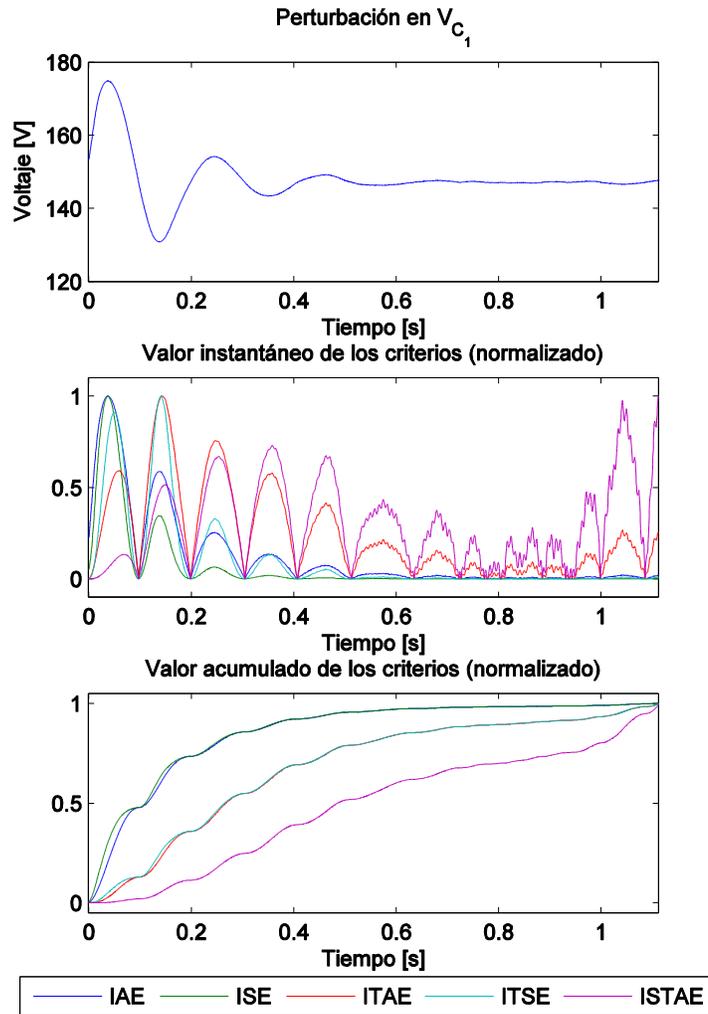
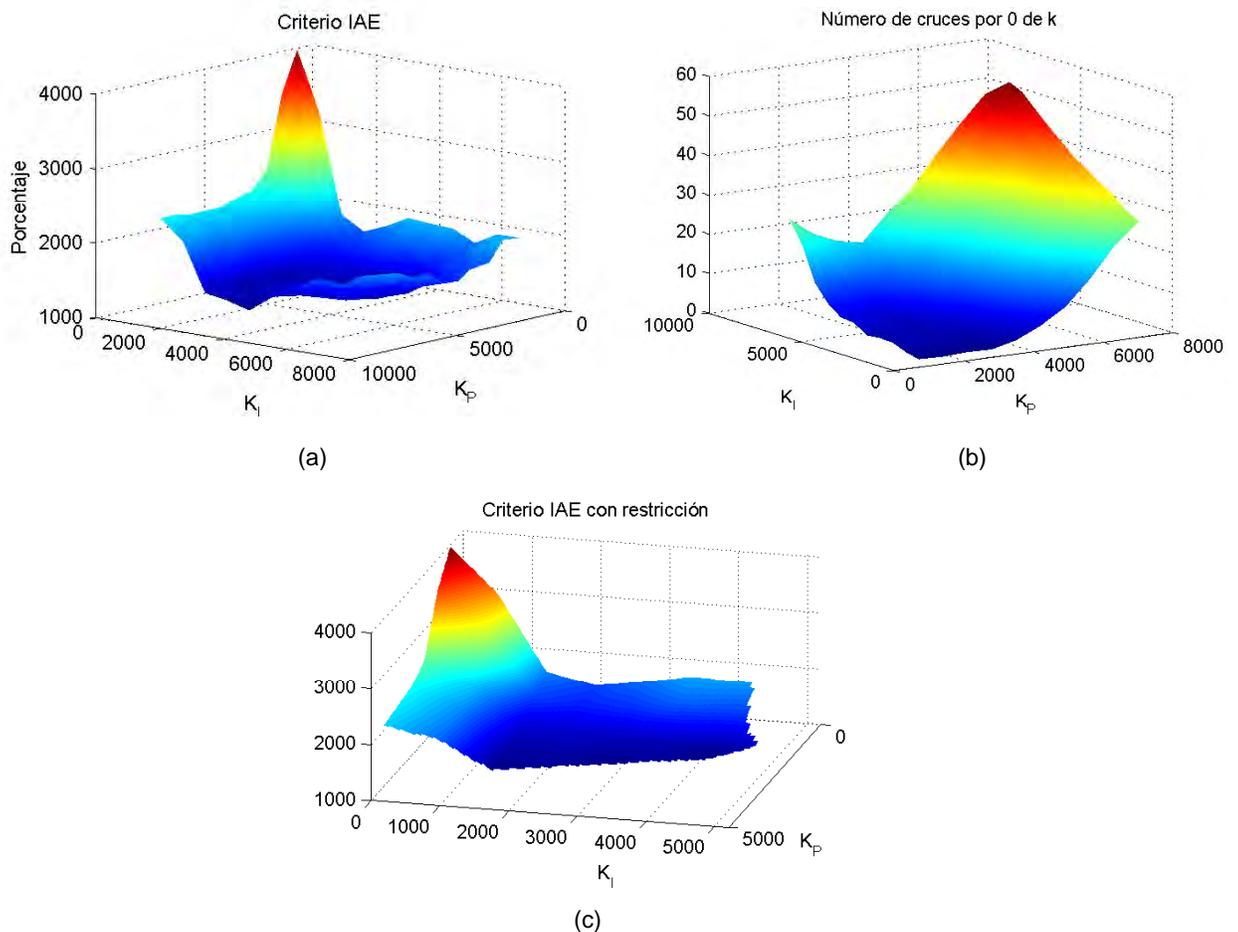


Figura 37. Funcionamiento de diferentes parámetros de rendimiento ante una perturbación en  $V_{C_1}$ .

En la Figura 38-a se muestra el desempeño de diferentes combinaciones de constantes integral y proporcional de acuerdo al criterio IAE en el lazo de  $V_{C_1}$ . Adicionalmente, se desea que la respuesta transitoria no presente saturaciones en la señal de control ya que esto podría ocasionar parpadeo en los LEDs. Para lo anterior se midió el número de iteraciones que la señal de control  $k$  permanece en 0 durante la respuesta transitoria (Figura 38-b), y se descartaron las constantes que ocasionaban que  $k$  permaneciera en 0 durante más de 7 iteraciones del algoritmo ( $294 \mu s$ ). De esta manera se obtiene la gráfica de la Figura 38-c, en donde las constantes con el menor índice de IAE generan la mejor respuesta de acuerdo a este criterio, y adicionalmente cumplen con el requerimiento de no saturación para  $k$ . Estas se escogen para ser utilizadas en la etapa transitoria ante una perturbación en  $V_{C_1}$ .



**Figura 38. (a) Criterio IAE para diferentes combinaciones de  $K_P$  y  $K_I$ . (b) Indicador de saturación de la respuesta transitoria: un valor grande significa que la respuesta se satura demasiado. (c) Criterio IAE después de aplicar la restricción de saturación.**

En la Figura 39 se muestra la respuesta transitoria para el lazo de control con diferentes valores de constantes; la primera perturbación ocurre debido a un cambio en el valor de

$P_{LEDs}$ , mientras que la segunda se ocasiona debido al cambio entre las constantes que se utilizan para la etapa transitoria y las que son usadas en estado estacionario. El control con las constantes transitorias escogidas evita completamente la segunda perturbación y presenta un  $t_s$  de 163ms.

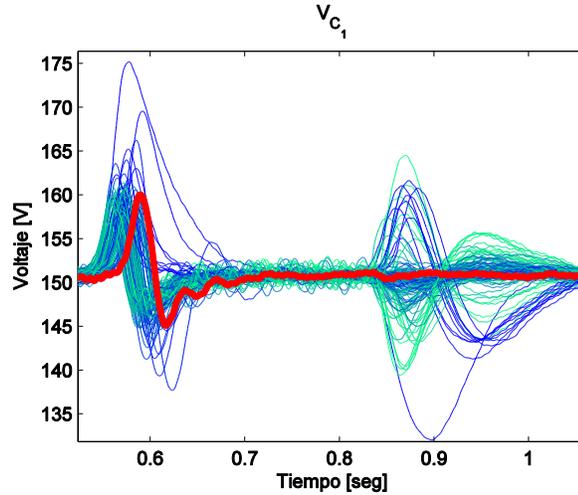


Figura 39. Respuesta transitoria para diferentes combinaciones de  $K_p$  y  $K_f$ . En rojo se muestra la respuesta para las constantes escogidas.

Finalmente, en la Figura 40 se muestra el desempeño del control de  $V_{C_1}$  después de haber realizado la calibración para una señal de referencia tipo escalera en  $P_{LEDs}$ .

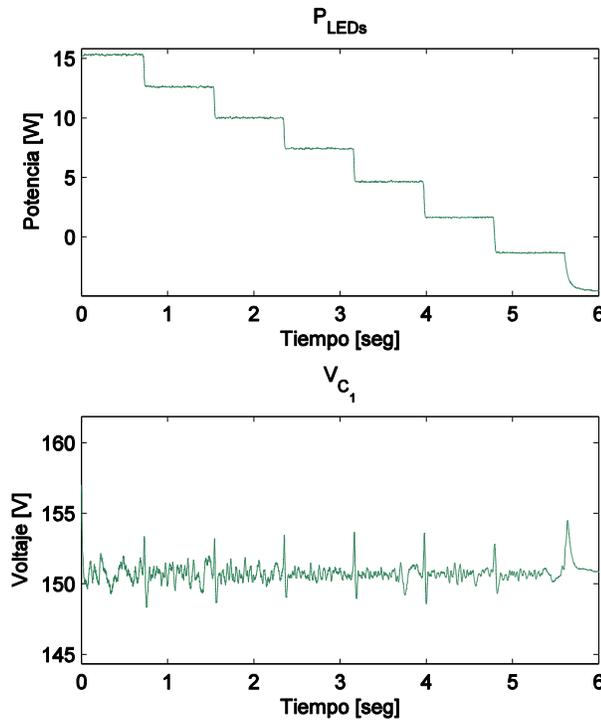


Figura 40. Desempeño de los controles de  $P_{LEDs}$  y  $V_{C_1}$  después de calibración.

### 3.10. EVALUACIÓN DEL DRIVER PROPUESTO

El sistema de control diseñado permite entregar a la cadena de LEDs la potencia deseada para el rango comprendido entre cero (cuando la lámpara se encuentra completamente apagada) y el valor máximo soportado por esta (20 W), como se muestra en la Figura 41.

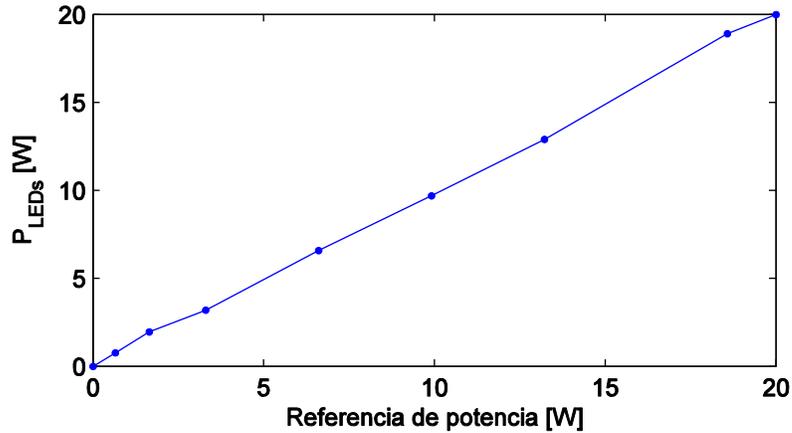


Figura 41. Valor en estado estacionario de  $P_{LEDs}$  para diferentes valores de referencia de potencia.

$$eficiencia = \frac{\int_0^T V_s i_s dt}{\int_0^T V_{LEDs} I_{RL} dt} \quad (19)$$

La eficiencia de la lámpara depende del valor de potencia que se les entregue a los LEDs, como se indica en la Figura 42. Este parámetro tiene un valor promedio de 0.84 cuando se desactiva la función PFC y de 0.81 cuando se corrige el factor de potencia, siendo en el último caso más bajo ya que existen pérdidas de conmutación en el MOSFET del convertidor elevador.

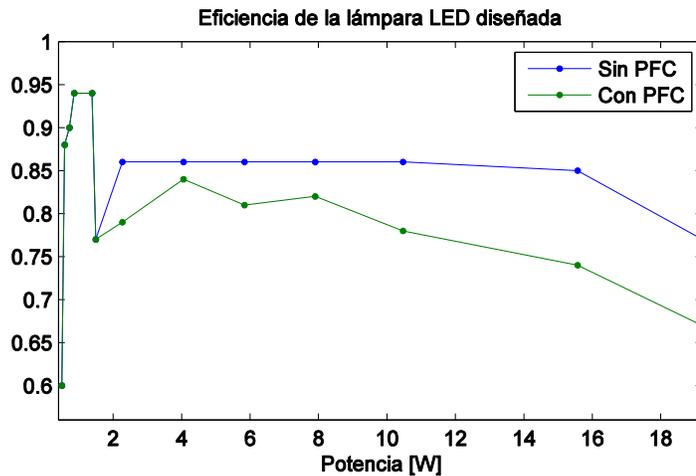


Figura 42. Eficiencia de la lámpara LED diseñada con PFC y sin PFC.

Finalmente, en la Figura 43 se muestra la adecuada corrección del factor de potencia para diferentes magnitudes de potencia entregada por la cadena de LEDs.

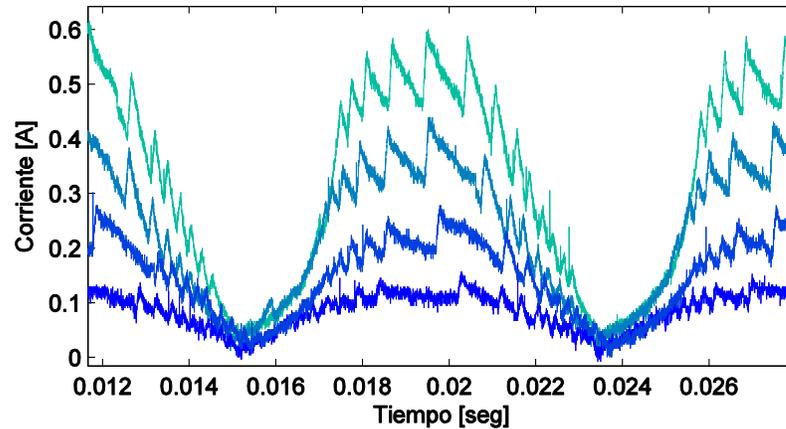


Figura 43. Intensidad de entrada experimental para diferentes valores de  $P_{LEDs}$ .

### 3.10.1. Evaluación del cumplimiento de la normatividad técnica: RETILAP e IEC 61000-3-2

La normatividad en Colombia aún no reglamenta el contenido de armónicos de las lámparas de LEDs, sin embargo se puede tomar como referencia la regulación establecida para las lámparas fluorescentes en el RETILAP (Reglamento Técnico de Iluminación y Alumbrado Público) que determina que el factor de potencia de las luminarias no debe ser menor a 0.9.

Los resultados experimentales del driver propuesto demuestran que el dispositivo cumple satisfactoriamente con la reglamentación técnica nacional. En la Figura 44 se aprecia un deterioro en los indicadores para valores bajos de potencia debido a la desactivación del sistema de PFC, no obstante, para estos niveles de potencia el impacto de la distorsión de la corriente de entrada sobre la red eléctrica es mínimo, haciendo que los efectos negativos en la calidad de la energía sean despreciables.

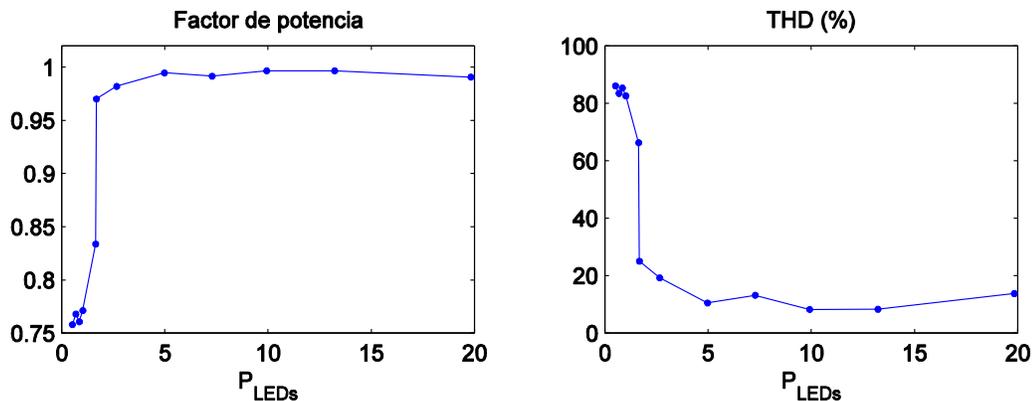
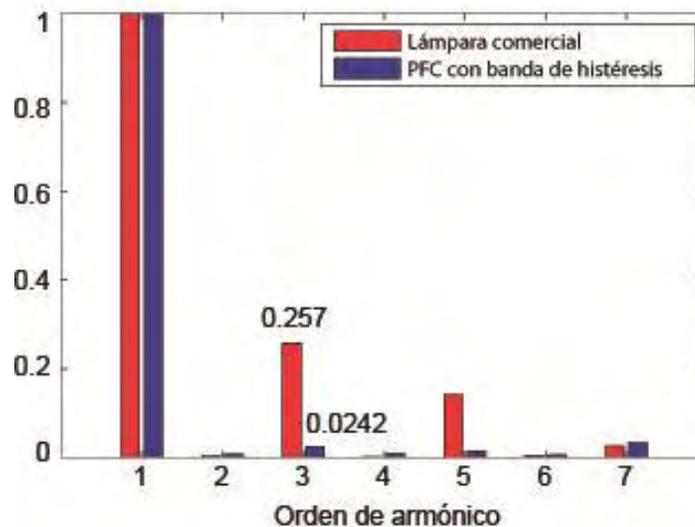


Figura 44. Factor de potencia y Distorsión de armónicos total según la potencia de salida.

Otra referencia para tener en cuenta es la norma internacional IEC 61000-3-2 sobre calidad de energía, que establece para equipos de iluminación (Categoría C) que la corriente en los armónicos debe mantenerse dentro de los límites expuestos en la Tabla 5. Los resultados obtenidos del análisis de las señales de implementación muestran que el diseño propuesto cumple con la norma IEC en cuanto a los niveles de corriente en los armónicos, presentando una mejora del 90.5% en el tercer armónico respecto a la lámpara comercial de referencia como se aprecia en la Figura 45.

**Tabla 5. Límites de corriente de armónicos según la norma IEC-61000-3-2**

Orden de armónico [n]	Máxima corriente de armónico permitida (% de la magnitud fundamental)
2	2
3	30xFP
5	10
7	7
9	5
11 ≤ n ≤ 39	3



**Figura 45. Comparación de los primeros armónicos entre la lámpara comercial de referencia y la lámpara con el driver diseñado.**

## CAPITULO 5. CONCLUSIONES

Se desarrolló un driver para HB-LEDs con capacidad de regular la intensidad de luz controlando la potencia en las luminarias, lo cual lo hace idóneo para aplicaciones de iluminación inteligente. Este driver mantiene un alto factor de potencia durante su operación al implementar una técnica de PFC, basada en comparación con banda de histéresis para la corriente de entrada. Este método de control presenta una gran velocidad de respuesta y buen desempeño en los lazos de control con comportamiento no lineal en donde fue implementado.

Para cumplir con estas características, el convertidor electrónico del driver debe ser de tipo reductor o elevador-reductor y presentar una corriente continua en la entrada. Esta característica la cumple el convertidor SEPIC, sin embargo, pruebas experimentales realizadas sobre esta topología muestran que el rango de variación en la tensión de salida es inestable cuando se le aplica el método de PFC.

Por lo anterior, se desarrolló un convertidor de dos etapas, donde la primera etapa corresponde a un circuito elevador Boost que se utiliza para aplicar el método de PFC y en la segunda etapa se configura un convertidor Buck para controlar la potencia en la cadena de LEDs.

Adicionalmente, se diseñó y evaluó un método de control MIMO encargado de acoplar las etapas del circuito propuesto y seguir una referencia de potencia en la salida, de donde se destaca el reducido tiempo de establecimiento y el bajo error de estado estacionario en el control que posibilita la variación en la iluminación de la lámpara de LEDs tipo barra.

Las contribuciones realizadas en este trabajo fueron presentadas en el evento de divulgación científica y tecnológica PEPQA 2015 organizado por IEEE, y fueron publicadas en IEEE Xplore **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia..** En el proceso de postulación a este evento, el trabajo fue evaluado por expertos en temas de calidad de energía eléctrica y convertidores electrónicos, obteniendo valiosos aportes que fueron tenidos en cuenta para el resultado final.

El sistema desarrollado incluye protocolos de comunicación estandarizados y ampliamente utilizados permitiéndole un fácil acoplamiento con otros dispositivos electrónicos. Además, se ofrece una interfaz para el usuario final de fácil manejo a través de un dispositivo móvil o un computador.

## RECOMENDACIONES

En el proceso de diseño es muy importante tener en cuenta la disponibilidad comercial de los componentes considerados en los cálculos puesto que, a pesar de que los catálogos técnicos ofrezcan ítems que satisfacen los requerimientos del diseño, en muchos casos se dificulta su adquisición. Esta situación retrasa el proceso de implementación.

Se observó que al mover el circuito a lugares diferentes del sitio donde se desarrollaron las pruebas del montaje su comportamiento presentó variaciones que pueden ser ocasionadas por las características de la red eléctrica. Es conveniente estudiar más a fondo la causa de estas perturbaciones e implementar soluciones que mejoren la robustez del sistema.

Para convertir el diseño propuesto en una alternativa comercial es indispensable un trabajo de miniaturización mediante métodos de fabricación más compactos ya que las lámparas comerciales traen los drivers incorporados en el espacio reducido de las carcasas. Además, el driver diseñado necesita una fuente de poder DC externa para alimentar los dispositivos de la etapa de control. Una notable mejora del diseño consiste en extraer esta energía de la misma etapa de potencia con un sistema regulador incorporado, obteniendo un circuito autónomo con un solo par de cables de alimentación.

Se puede trabajar en identificar y corregir las pérdidas del sistema que ocasionan una disminución en la eficiencia. Además, se pueden probar otras plataformas electrónicas para la implementación del controlador.

La implementación de sistemas de corrección del factor de potencia implica un consumo adicional de energía que afecta la eficiencia del driver. Se propone realizar un estudio más a fondo sobre los impactos del deterioro de este indicador en la red eléctrica para tener más claras las ventajas de los sistemas de PFC.

La implementación del driver dentro de un sistema de iluminación controlado ofrecería una verdadera evaluación del circuito en el propósito para el cual fue diseñado, ya que estaría sometido a condiciones reales que no se tuvieron en cuenta en este proyecto, tales como cortes de energía, largos periodos de funcionamiento, perturbaciones de la red eléctrica, entre otros.

En este trabajo se consigue controlar la potencia entregada a la cadena de LEDs, lo cual varía su intensidad lumínica. No obstante, el nivel de iluminación de los LEDs tiene una relación no lineal con la potencia consumida. Se propone realizar un estudio de la correlación de estas variables para adecuar el control de manera que pueda establecer una referencia en el nivel de iluminación según el tipo de lámpara. Este complemento en

el objetivo del controlador facilita la utilización del driver en sistemas de iluminación inteligente.

## REFERENCIAS

- [1] BEGOÑA María, TOMÉ Gil. Ahorro y gestión eficiente de la energía, Instituto Sindical de Trabajo, Ambiente y Salud (ISTAS), abril de 2010.
- [2] HU, Chih-Jian; CHENG, Chung-Chih; Wu; Hsiao-Yuan, CHAO, Nien-Tzu. "A Study of the Lighting Control System for a Daylit Office", World Academy of Science, Engineering and Technology 67, 2012
- [3] LU, Jiakang; WHITEHOUSE, Kamin. SunCast: fine-grained prediction of natural sunlight levels for improved daylight harvesting. En *Information Processing in Sensor Networks (IPSN), 2012 ACM/IEEE 11th International Conference on*. IEEE, 2012. p. 245-256.
- [4] NEWSHAM, Guy, et al. Effect of dimming control on office worker satisfaction and performance. En Proceedings of the IESNA Annual Conference. 2004. p. 19-41.
- [5] EDLE, Mr Jitendra S.; THAKARE, Ajay P.; AGARKAR, A. M. Intelligent Illumination System To Prevail Over Possible Diseases Due To Over-And Under-Illumination.
- [6] RÁCZ, Dávid Andor. Why Invest in Energy Efficiency? The Example of Lighting. Journal of Environmental Sustainability, 2013, vol. 2, no 2, p. 1.
- [7] HAVAS, Magda, B.Sc., Ph.D. and Tom Hutchinson, B.Sc., Ph.D., "Environmental and Health Concerns Associated with Compact Fluorescent Lights", Environmental & Resource Studies, Trent University, Peterborough, Canada, junio de 2008
- [8] GRADY, Mack; Understanding Power System Harmonics, University of Texas, abril de 2012.
- [9] TEJADA, A. Llamas, "Efectos de las armónicas en los sistemas eléctricos". Instituto Tecnológico de estudios superiores de Monterrey. 2010
- [10] UDDIN Sohel et al., "Investigation of harmonic generation from dimmable LED lamps", PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY, ISSN 0033-2097, R. 89 NR 4. 2013
- [11] REVELO, Edgardo Javier, "Diseño de técnicas de control para corrección del factor de potencia en lámparas fluorescentes compactas y lámparas de LEDs", Universidad Nacional de Colombia Facultad de Ingeniería y Arquitectura, mayo de

2012.

- [12] NAITHANI, Vivek; TIWARI A.N, "An Improved Modified Sepic Converter for High-Luminance Lighting LED Lamps", Global Journal of Advanced Engineering Technologies, Vol. 1, Issue 2, 2012
- [13] Fairchild Semiconductor, "Single-Stage Primary-Side-Regulation PWM Controller for PFC and LED Dimmable Driving", octubre de 2012.
- [14] Texas Instruments, "Using the TPS92075 Buck-Boost Converter", junio de 2013
- [15] RAND, Dustin; LEHMAN, Brad; SHTEYNBERG, Anatoly. Issues, models and solutions for triac modulated phase dimming of LED lamps. En Power Electronics Specialists Conference. 2007. p. 1398-1404.
- [16] MCCARTY, Michael, et al. Harmonic analysis of input current of single-phase controlled bridge rectifier. En 2009 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications. 2009. p. 520.
- [17] GARCIA, Jorge, et al. Integrated off-line ballast for high brightness LEDs with dimming capability. Circuits and Systems, 2011, vol. 2, no 04, p. 338.
- [18] REVELO, Edgardo Javier, "Diseño de una Técnica de Control con Banda de Histéresis Adaptativa para Corrección del Factor de Potencia", 2009.
- [19] HSIEH, Yuan-Ta, et al. "A High Efficiency Boost White LED Driver for Portable Electronics Applications", 2010.
- [20] LAMAR, Diego. "A High Efficiency Boost White LED Driver for Portable Electronics Applications", 2010.
- [21] BEAUREGARD, Brett. Improving the Beginner's PID. 2011. Disponible en <http://brettbeauregard.com/blog/2011/04/improving-the-beginners-pid-introduction/>
- [22] SOLORZANO, Ricardo. "Ecuaciones para la sintonización de controladores PID con acción derivativa aplicada a la señal realimentada," Universidad de Costa Rica, julio de 2007.
- [23] CHAMORRO, Jorge. ARCINIEGAS, Mario. REVELO, Javier. "Implementation of an HB-LED driver with PFC and output power control," Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA), 2015 IEEE Workshop on , vol., no., pp.1,7, 2-4 June 2015