



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE
MÉXICO

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

**PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN
INGENIERÍA**

FACULTAD DE INGENIERIA

**Desarrollo de un sistema de iluminación de bajo
consumo**

T E S I S

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERÍA

INGENIERIA ELÉCTRICA – SISTEMAS ELECTRÓNICOS
P R E S E N T A :

CARLOS GONZALO URQUIETA GARCÍA

TUTOR:

M.I. MIGUEL ANGEL BAÑUELOS SAUCEDO



México, D.F.

2010

JURADO ASIGNADO:

Presidente: M.I. Luis Arturo Haro Ruíz
Secretario: M.I. Ricardo Damián Zamacona
Vocal: M.I. Miguel Angel Bañuelos Saucedo
1er. Suplente: Dr. Jorge Prado Molina
2do. Suplente: M.I. Sergio Quintana Thierry

Lugar o lugares donde se realizó la tesis:

Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico, UNAM

TUTOR DE TESIS:

M.I. MIGUEL ANGEL BAÑUELOS SAUCEDO


FIRMA

Agradecimientos

A Dios porque me ha permitido estar y hacer.

A mis padres, que por ellos y por su apoyo he llegado hasta aquí.

A la UNAM, por la oportunidad de estudiar.

Al programa de becas CEP de la UNAM por darme el apoyo para seguir con mi preparación profesional.

A todos mis profesores por sus enseñanzas.

Al M.I. Miguel Angel Bañuelos por sus enseñanzas y ayuda en la realización de este proyecto.

A Gabriel Parra por su amistad y por su apoyo.

A Jorge López y su familia por su amistad.

Al Dr. Pancho Dardon por su amistad.

A Diana por su apoyo
y por su amor.

Nuestras horas son minutos
cuando esperamos saber,
y siglos cuando sabemos
lo que se puede aprender

Antonio Machado

Contenido

1.	Introducción	1
1.1.	Antecedentes.....	1
1.2.	Estado actual de la tecnología.....	2
1.3.	Justificación.....	2
2.	Objetivos	3
2.1.	Fuente de alimentación	3
2.2.	Lámpara.....	3
3.	Implementación del sistema	5
3.1.	Fuentes de poder lineales	5
3.2.	Fuentes de poder conmutadas o convertidores conmutados.....	6
3.3.	Selección de la topología de la fuente de alimentación	11
3.4.	Selección del controlador	11
4.	Diseño de la fuente de alimentación	13
4.1.	Antecedentes teóricos	13
4.1.1.	Balance volt-segundo del inductor, balance de carga del capacitor, y aproximación de rizo pequeño.....	15
4.2.	Determinación de los valores de salida de la fuente de alimentación	23
4.3.	Diseño de la fuente de alimentación	25
5.	Construcción y pruebas de la fuente de alimentación.....	31
5.1.	Construcción de la fuente.....	31
5.1.1.	Circuito impreso.....	31
5.2.	Selección de los componentes	33
5.2.1.	Selección de componentes pasivos	33
5.2.2.	Selección de componentes activos	34
5.3.	Calculo de pérdidas en la fuente	36
5.4.	Armado y presentación final de la fuente.....	39
5.5.	Pruebas de la fuente de alimentación con carga resistiva	41
5.6.	Pruebas de la fuente de alimentación con carga de LEDs	44
6.	Construcción de la lámpara	53
6.1.	Montaje de los LEDs	54
6.2.	Medición lumínica de la lámpara de LEDs	55
7.	Evaluación costo beneficio del cambio de las lámparas fluorescentes por el sistema de iluminación a base de LEDs propuesto	57
8.	Conclusiones.....	59

Apéndice 1. Descripción y Características del LM3445.....	61
Descripción general.....	61
Descripción funcional	62
Descripción general de control de atenuación.....	62
Detección de la forma de onda rectificadora del triac.....	64
Circuitaría del LM3445 para la detección de línea de <i>corriente alterna</i>	65
Resistor de retención de corriente del triac.	66
Detección de ángulo.....	66
Circuito de descarga (bleeder).....	66
Pin FLTR1	67
Decodificador de atenuación	67
Convertidor Buck.....	68
Descripción general del control de tiempo apagado constante	68
Apagado térmico.....	69
Apéndice 2. Cálculos y diseño de la fuente	71
Determinación del ciclo de trabajo (D).....	71
Cálculo del tiempo apagado.....	71
Estableciendo la frecuencia de conmutación.....	72
Selección del inductor	73
Estableciendo la corriente del LED	75
Limite de corriente	75
Determinación del máximo número permitido de LEDs conectados en serie.....	75
Capacitor de salida	77
MOSFET de conmutación.....	77
Diodo de re-circulación.....	77
Apéndice 3. Hojas de especificaciones	79
Controlador LM3445	79
LED BETOP BTWC50-TA.....	86
Índice de Figuras	89
Bibliografía.....	91

1. Introducción

1.1. Antecedentes

En la actualidad, alrededor del 18% de la energía eléctrica producida se consume en iluminación¹. Sin embargo, no toda es aprovechada debido a que la mayor parte se pierde en calor debido a la baja eficiencia de las fuentes de luz. Además, a causa del problema de contaminación que se tiene en todo el mundo, es necesario utilizar la energía eléctrica de una forma más eficiente pues al generar energía también se produce una importante cantidad de contaminación.

En los últimos años, el uso de Diodos Emisores de Luz o *Light Emitting Diodes* - LEDs ha tenido un gran auge gracias a que poseen propiedades que los hacen mejores que los focos incandescentes y las lámparas fluorescentes. Los LEDs están diseñados con tecnología de estado sólido, la cual no tiene partes móviles, no tienen vidrio frágil, no contienen mercurio, ni gases tóxicos y no tienen filamento. No hay nada que se rompa, se fracture o que contamine.

A diferencia de otras fuentes de luz convencionales, los LEDs no están sujetos a fallas repentinas o a explosiones. No hay un momento en que la fuente de luz deje de funcionar. El LED degrada su rendimiento a través del tiempo. Ejemplo de ello son los LEDs LUXEON, los cuales siguen liberando un promedio del 70% de su intensidad lumínica después de 50,000 horas de operación. Esto es, si un LED es usado 12 horas al día diariamente durante un año, tendrá una vida de más de 11 años con solo un 30% de degradación de su luminosidad inicial y no tendrá fallas repentinas.

Debido a que las fuentes de luz a base de LEDs duran al menos 10 veces más que las fuentes de luz convencionales, no hay necesidad de reemplazar la fuente de luz, reduciéndose o incluso eliminándose los costos de mantenimiento y los reemplazos periódicos. Otra ventaja es que la luz emitida por un LED es direccional, a diferencia de las fuentes de luz convencionales, que son omnidireccionales, es decir, que emiten luz hacia todas partes y ésta se pierde en áreas donde no se requiere la iluminación.

¹ Boletín 001.2010 de la Secretaría de Energía de México.
<http://www.sener.gob.mx/webSener/portal/index.jsp?id=650>. [4 de mayo del 2010]

1.2. Estado actual de la tecnología

Los LEDs que se fabrican actualmente para la iluminación de interiores y exteriores tienen características que los hacen una mejor opción en comparación con las fuentes de luz convencionales. Algunas de estas características son:

- Problemas de contaminación: A diferencia de un LED, el desechar lámparas fluorescentes implica la liberación de toxinas. Esto es porque cada lámpara fluorescente tiene aproximadamente 5 [mg] de mercurio dentro del tubo de vidrio. Si una de estas lámparas fluorescente se rompe, se debe limpiar inmediatamente y el cuarto debe ser airado por 15 minutos, como precaución. Así también, cuando van hacia la basura, sus rupturas pueden resultar en contaminación de la tierra por mercurio y contaminación de agua subterránea.
- Vida útil de un LED: La mayoría de los LEDs pueden operar aproximadamente 60,000 horas o alrededor de 7 años de manera continua, 24 horas, 7 días a la semana, lo cual explica el porqué de su utilización en semáforos donde el uso del rojo, ámbar y verde permiten una vida mayor a los 14 años, ya que un color es mostrado únicamente una fracción de tiempo.
En comparación, un foco incandescente tiene una vida de 750 horas y una lámpara fluorescente puede exceder las 7500 horas. Es importante notar que la vida de la lámpara puede variar de acuerdo a su diseño y su uso.
- Potencia consumida por un LED: Actualmente hay dos razones primarias para considerar el uso de LEDs. Una, es su larga vida, la cual puede promediar entre 60,000 y 100,000 horas, dependiendo del tipo de LED. La otra razón es un bajo consumo de potencia. Al discutir el uso de LEDs en un ambiente de iluminación es importante notar que, por ejemplo, un LED como el High Power Emitter LED marca BITCO consume entre 3 y 5 watts.

1.3. Justificación

Debido a que un sistema de iluminación a base de LEDs proveerá de un gran ahorro de energía, ahorro en el costo de mantenimiento gracias a su largo tiempo de vida y que es un sistema que no produce ningún tipo de contaminación al ambiente, consideramos que es necesario realizar el diseño y construcción de dicho sistema de iluminación y realizar el cambio de lámparas fluorescentes en el laboratorio de electrónica del CCADET (Centro de Ciencia Aplicadas y Desarrollo Tecnológico) como proyecto piloto para mostrar sus características y la conveniencia de esta lámpara respecto a las fuentes de luz convencional.

2. Objetivos

Los objetivos de este trabajo son diseñar y construir un sistema de iluminación a base de LEDs, que esté integrado por una fuente de alimentación y un arreglo de LEDs que integran una lámpara.

2.1. Fuente de alimentación

Debe ser una fuente de alta eficiencia y que pueda ser utilizada para la alimentación de un arreglo de LEDs de alta potencia. Así también, tendrá que tener una salida de corriente constante debido a las características de los LEDs, ser de construcción económica y que pueda manejar el mayor número de LEDs posible. Además debe ser posible conectar a su salida diferentes posibilidades de arreglos de LEDs, esto es, debe poder alimentar arreglos con LEDs de diferentes características de tensión y corriente. Debido a que no sabíamos cuál es la carga final que se va alimentar se diseño primero la fuente de alimentación con la mayor potencia de salida posible.

2.2. Lámpara

La lámpara que se propone en este trabajo se construyó con LEDs de alta potencia tal que pueda substituir a las lámparas fluorescentes del laboratorio de electrónica del CCADET con una iluminación parecida, o incluso, tener mejores características de iluminación. Los LEDs deberán tener una larga vida, poder conseguirse con relativa facilidad y ser lo más económico posibles, sin hacer a un lado la eficiencia lumínica y la potencia de consumo.

Aunado a todo esto, es preciso hacer un análisis costo-beneficio del sistema de iluminación a base de LEDs para saber si es conveniente realizar una fabricación a gran escala de dichas lámparas y en un futuro substituir las lámparas fluorescentes del CCADET o las lámparas fluorescentes en ciudad universitaria.

Finalmente, es necesario medir la cantidad de lúmenes por watt del sistema de iluminación a base de LEDs y compararla con los lúmenes por watt de las lámparas fluorescentes que están colocadas actualmente para poder saber si la iluminación que obtenemos con nuestro sistema de iluminación a base de LEDs es igual, mejor o peor que la que se obtiene con las lámparas fluorescentes actualmente instaladas.

3. Implementación del sistema

Para poder realizar la construcción del sistema de iluminación, primero debemos conocer las características de los diferentes tipos de fuentes de alimentación que existen y seleccionar la ideal para nuestra aplicación.

3.1. Fuentes de poder lineales

Las fuentes de poder lineales generalmente se basan en el uso de un regulador de tensión. Uno de ellos, el LM317 contiene: un interruptor de potencia, una referencia de tensión colocada para producir 1.25[V] y un amplificador operacional (Op-Amp) para controlar el interruptor de potencia, como se muestra en la figura 1. El Op-Amp trata de mantener la tensión en la salida igual a la tensión en el pin de ajuste menos la referencia de tensión. Para producir cierta tensión de salida, un resistor de realimentación es conectado de la salida (OUT) al pin de ajuste (ADJ) y un resistor se conecta del pin de ajuste a tierra, creando un divisor de tensión.

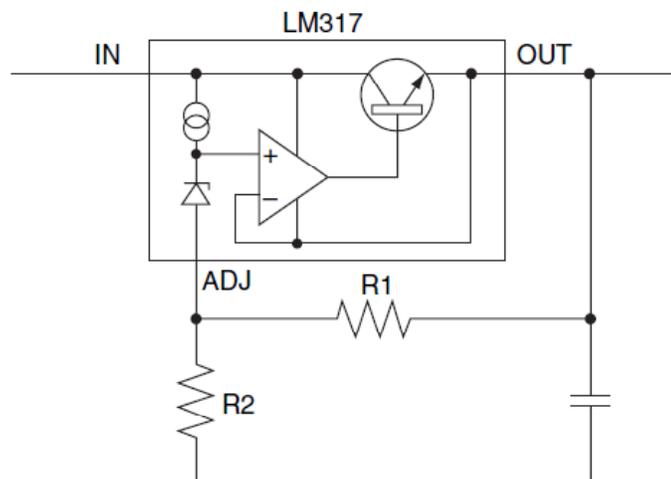


Figura 1. Regulador LM317.

Un capacitor en la terminal de salida ayuda a la estabilidad. La tensión de salida está representada por la ecuación:

$$V_{OUT} = 1.25 \left(\frac{1 + R2}{R1} \right) + I_{ADJ} \cdot R2 \quad (3.1)$$

Este regulador también se puede usar como limitador de corriente:

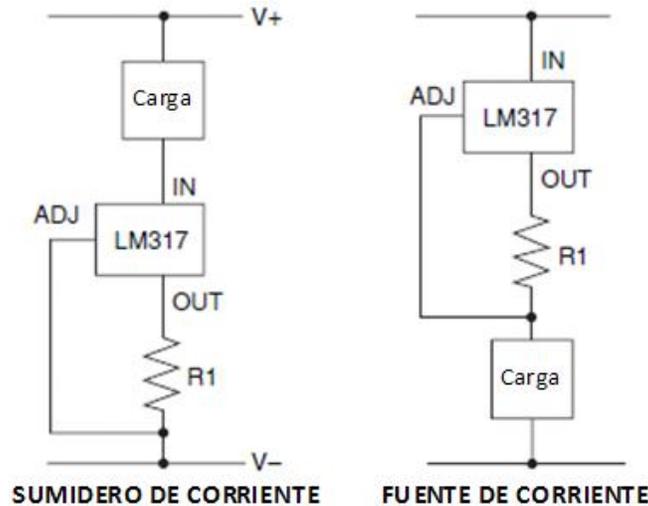


Figura 2. Circuitos de corriente constante usando el LM317.

La ventaja de este tipo de fuentes es que no producen radiación EMI (por sus siglas en inglés), por lo que son populares como fuentes internas de alimentación donde son necesarios pocos watts en las tarjetas. Generalmente son muy usadas en aplicaciones que requieren menos de 10 watts de salida de potencia.

La desventaja es su baja eficiencia, debido a que pierden mucha energía en forma de calor, por lo que se calientan y necesitan disipadores voluminosos y caros.

3.2. Fuentes de poder conmutadas o convertidores conmutados

Un convertidor conmutado, como el que se muestra en la figura 3, tiene una entrada de potencia, un control de puertos de entrada y un puerto de salida de potencia. Una de las funciones básicas de la fuente es procesar con el control de entrada la potencia de entrada “bruta” dando una potencia de salida condicionada.

En un convertidor de *corriente directa – corriente directa* la tensión de entrada de *corriente directa* es convertida a una tensión de salida de *corriente directa* teniendo una mayor o menor magnitud, posiblemente con polaridad opuesta o con aislamiento de la entrada y salida referenciada a tierra.

En un rectificador *corriente alterna – corriente directa*, una tensión de entrada de *corriente alterna* es rectificadas, produciendo una tensión de salida de *corriente directa*. La tensión de salida de *corriente directa* y la forma de onda de la corriente de entrada de *corriente alterna* puede ser controlada.

El proceso inverso, inversión *corriente directa* – *corriente alterna*, involucra la transformación de tensión de entrada de *corriente directa* en una tensión de salida de *corriente alterna* de magnitud y frecuencia controlable.

Un ciclo-convertidor de *corriente alterna* – *corriente alterna* implica convertir una tensión de entrada de *corriente alterna* a una tensión de salida de *corriente alterna* con magnitud y frecuencia controlable.

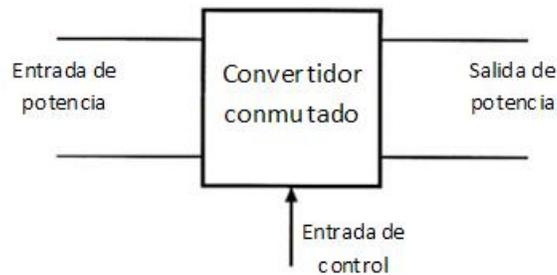


Figura 3. Diagrama de un convertidor conmutado.

El control en el convertidor es requerido invariablemente y es casi siempre deseable producir una tensión de salida regulada adecuadamente en la presencia de variaciones en la tensión de entrada y carga.

La alta eficiencia es esencial. La razón principal para esto no es el ahorrar dinero en el consumo eléctrico o ahorrar energía. En lugar de esto los convertidores de alta eficiencia son necesarios porque la construcción de convertidores de baja eficiencia no es práctico. La eficiencia de un convertidor teniendo salida de potencia P_{out} y entrada de potencia P_{in} es:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (3.2)$$

Las pérdidas en el convertidor son:

$$P_{loss} = P_{in} - P_{out} = P_{out} \left(\frac{1}{\eta} - 1 \right) \quad (3.3)$$

En un convertidor con una eficiencia del 50%, la potencia P_{loss} disipada por los elementos del convertidor es igual a la potencia de salida, P_{out} . Ésta potencia es convertida en calor, que debe ser removido del convertidor. Si la potencia de salida es substancial, también las pérdidas de potencia lo serán. Esto necesitaría un gran y costoso sistema de enfriamiento, causando que los elementos electrónicos del convertidor operen a altas temperaturas, y con ello, se reduce la confiabilidad del sistema. Además, con potencias de salida altas, será imposible enfriar adecuadamente los elementos del convertidor usando la tecnología actual.

Incrementar la eficiencia es la clave para obtener mayores potencias de salida. Por ejemplo, si un convertidor tiene una eficiencia del 90%, entonces las pérdidas de potencia son solo del 11% de la potencia de entrada. La eficiencia es muy buena medición del éxito de una tecnología en un convertidor dado. Debido a que se pierde muy poca potencia, los elementos del convertidor pueden ser encapsulados con una gran densidad, logrando un convertidor pequeño y ligero, y con bajo incremento de temperatura.

La figura 4 muestra un convertidor conmutado. Un interruptor de polo simple doble tiro es conectado como se muestra. La tensión de salida del interruptor $v_s(t)$ es igual a la tensión de entrada del convertidor V_g cuando el interruptor está en posición 1, y es igual a cero cuando el interruptor está en la posición 2. La posición del interruptor es variada periódicamente, como se muestra en la figura 5, tal que $v_s(t)$ es una forma de onda rectangular teniendo frecuencia f_s y periodo $T_s = 1/f_s$. El ciclo de trabajo D es definido como una fracción de tiempo en el cual el interruptor ocupa la posición 1. Por lo tanto, $0 \leq D \leq 1$. En la práctica, el interruptor se realiza usando dispositivos semiconductores de modo conmutado, que son controlados tal como la función del interruptor es realizada.

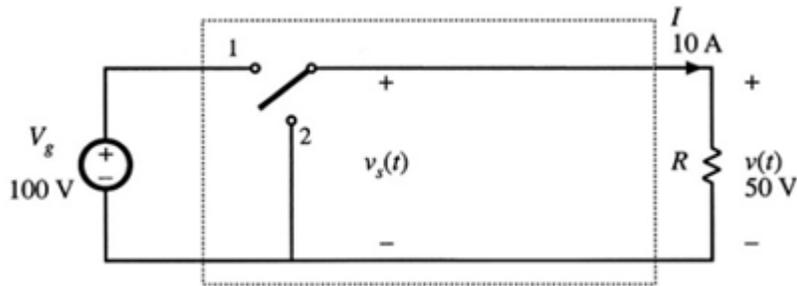


Figura 4. Inserción de un interruptor de polo simple doble tiro el cual cambia la componente de *corriente directa* de la tensión.

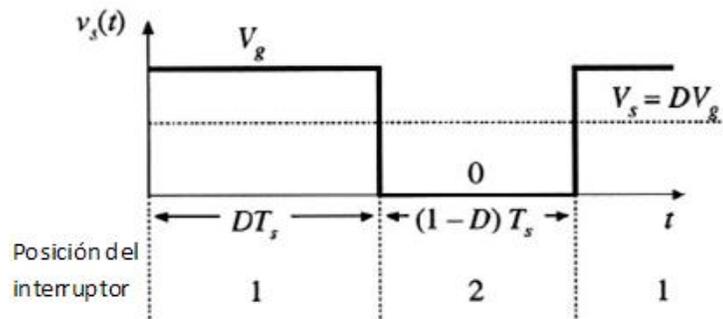


Figura 5. Forma de onda de la salida del interruptor $v_s(t)$.

El interruptor cambia la componente de *corriente directa* de la tensión de entrada. De acuerdo al análisis de Fourier en el que la componente de *corriente directa* de una forma de onda periódica es igual a su valor promedio, entonces la componente de $v_s(t)$ es:

$$V_s = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_s(t) dt = DV_g \quad (3.4)$$

Por lo tanto, el interruptor cambia la tensión de *corriente directa* por un factor igual al ciclo de trabajo D . Para convertir la tensión de entrada $V_g = 100[V]$ en la tensión de salida deseada de $V = 50[V]$, es requerido un ciclo de trabajo de $D = 0.5$.

De nuevo, la potencia disipada por el interruptor es idealmente cero. Cuando los contactos del interruptor están cerrados, entonces su tensión es cero y por lo tanto la potencia disipada es cero. Cuando los contactos del interruptor están abiertos, entonces la corriente es cero y de nuevo la disipación de potencia es cero. Así pues, se ha tenido éxito en cambiar la componente de *corriente directa* de tensión usando un dispositivo que idealmente no tiene pérdidas.

Además de la componente deseada de *corriente directa* V_s , la forma de onda de la tensión contiene armónicas indeseables de la frecuencia de conmutación. En la mayoría de las aplicaciones, estas armónicas deben de quitarse, debido a que la tensión de salida $v(t)$ es esencialmente igual a la componente de *corriente directa* $V = V_s$. Se puede emplear un filtro paso bajas para este propósito. La figura 6 ilustra la introducción de una sección paso bajas L-C. Si la frecuencia de corte f_c es suficientemente menor que la frecuencia de conmutación f_s , entonces el filtro esencialmente solo deja pasar la componente de *corriente directa* de $v_s(t)$. Si el interruptor, inductor y capacitor son ideales, entonces la eficiencia de este convertidor *corriente directa* – *corriente directa* puede ser del 100%.

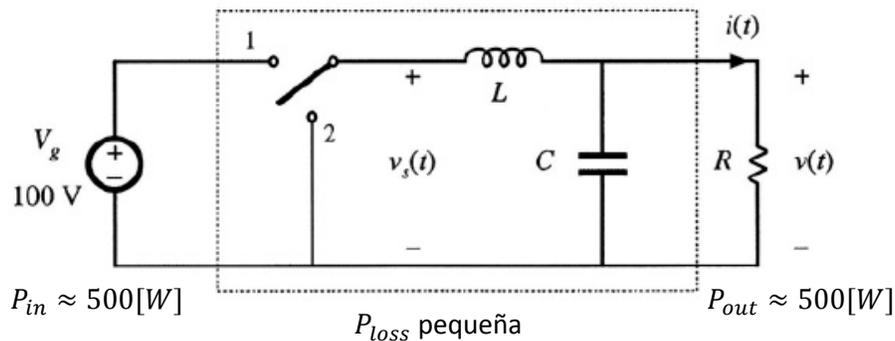


Figura 6. Adición de un filtro paso bajas L-C para remover las armónicas de conmutación.

En la figura 7, un sistema de control es agregado para regular la tensión de salida. Debido a que la tensión de salida es una función del ciclo de trabajo del interruptor, un sistema de control puede ser construido para que varíe el ciclo de trabajo de tal forma que la tensión de salida siga a una tensión dada.

La figura 7 también muestra una forma típica en la cual el interruptor es realizado usando dispositivos semiconductores en modo conmutado. La etapa de potencia del convertidor desarrollado de la figura 4 a la 6 es llamado convertidor tipo buck (reductor), porque reduce la tensión de *corriente directa*.

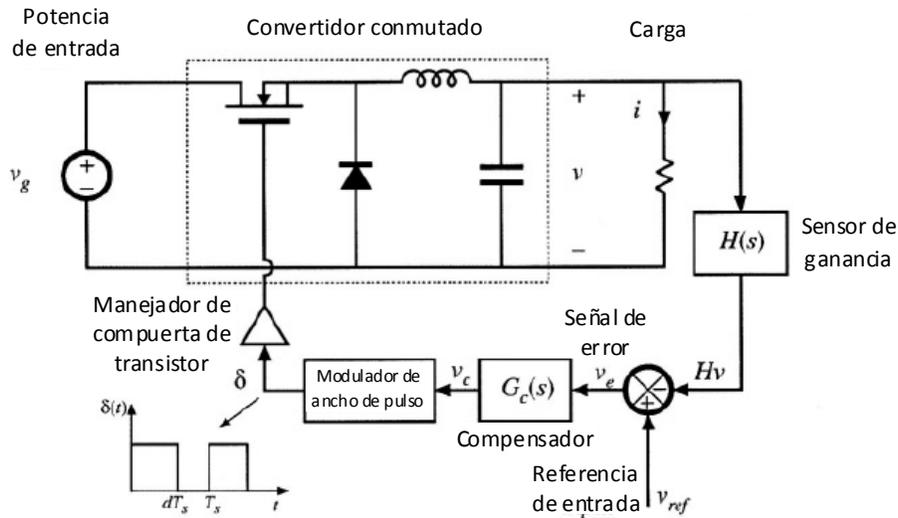


Figura 7. Adición de un sistema de control para regular la tensión de salida.

Los convertidores pueden ser construidos para realizar otra función de procesamiento. Por ejemplo, en la figura 8 se muestra un circuito conocido como convertidor tipo boost (amplificador), en el cual las posiciones del inductor y del interruptor están intercambiadas. Este convertidor es capaz de producir tensión de salida de magnitud mayor que la tensión de entrada. En general, cualquier tensión de entrada puede ser convertida en una tensión de salida deseada, usando un convertidor que contenga dispositivos de conmutación embebidos dentro de una red de elementos reactivos.

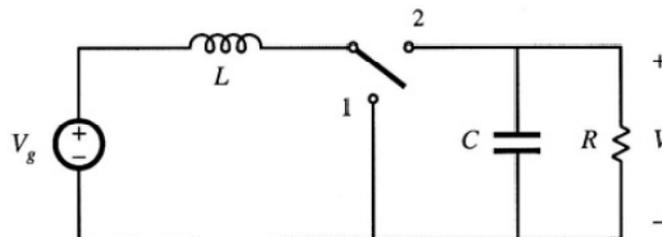


Figura 8. Convertidor tipo boost.

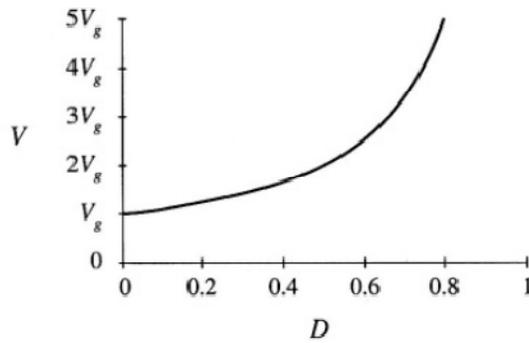


Figura 9. Tensión de salida V contra el ciclo de trabajo de un convertidor boost.

Las ventajas de este tipo de fuente son que tiene una alta eficiencia, una salida mayor que la tensión de entrada o una salida de tensión mucho menor a la tensión de entrada sin bajar su eficiencia.

Las desventajas son que genera interferencia electromagnética (EMI), la cual se debe suprimir diseñando cuidadosamente el circuito impreso y haciendo un filtrado. Esta interferencia electromagnética debe prevenirse debido a que puede interferir las señales de otros sistemas o incluso generar un mal funcionamiento de la misma fuente.

3.3. Selección de la topología de la fuente de alimentación

Por todo lo anterior y por las necesidades de diseño de la fuente de alimentación, se decidió realizar una fuente conmutada. Ahora bien, ya que se quiere alimentar al sistema con la línea de *corriente alterna* de $127[V_{RMS}]$, y es muy probable que la tensión de salida sea menor a la tensión de entrada, la topología que se debe utilizar es la de un convertidor tipo buck como la que se muestra en la figura 6.

3.4. Selección del controlador

Debemos buscar un controlador para una fuente de topología tipo buck la cual pueda manejar una tensión de entrada de *corriente alterna* de $127[V_{RMS}]$, y tenga la posibilidad de manejar la corriente de salida más alta posible (aproximadamente $1[A]$) para poder conectar diferentes arreglos de LEDs según sea conveniente. Además de esto, queremos que sea una fuente económica para que pueda competir con los sistemas de iluminación convencionales, que sea de gran eficiencia y que tenga una construcción relativamente sencilla para que pueda ser construida sin la necesidad de equipos especiales, o tabletas de circuito impreso multicapa.

Los controladores que cumplen con los criterios son los siguientes:

Matrícula del integrado	Fabricante	Características	Ventajas	Desventajas
MAX16801	Maxim	Temperatura de operación -40°C a 85°C Frecuencia de conmutación fija de $262[\text{kHz}] \pm 12\%$ Entrada de tensión de $85[V_{C.A.}]$ a $265[V_{C.A.}]$ Apagado térmico Inicio suave digital 50% o 75% ciclo de trabajo máximo Atenuación lineal o por PWM Corriente máxima de salida de $3[\text{A}]$	Aislamiento entre la línea de tensión y la salida.	Transformador de aislamiento costoso. Frecuencia de conmutación fija. Alto costo de construcción.
MXHV9910	Claire	Temperatura de operación -40°C a 85°C Frecuencia de conmutación de 51 a $77[\text{kHz}]$. Entrada de tensión de $8[V_{C.D.}]$ a $450[V_{C.D.}]$ Atenuación lineal o por PWM Corriente máxima de salida de $900[\text{mA}]$	Bajo costo de construcción.	No hay protección en los LEDs No hay protección para la fuente. No tiene apagado térmico.
UCC28810	T I	Temperatura de operación -65°C a 150°C Frecuencia de conmutación fija de $75[\text{kHz}]$. Entrada de tensión de $90[V_{C.A.}]$ a $264[V_{C.A.}]$ Corriente máxima de salida de $900[\text{mA}]$	Protección de sobre tensión. Aislamiento entre la línea de tensión y la salida.	Transformador de aislamiento costoso. Frecuencia de conmutación fija. Alto costo de construcción debido al gran número de componentes.
LM3445	National	Temperatura de operación -40°C a 125°C Frecuencia de conmutación fija de $50[\text{kHz}]$ a $250[\text{kHz}]$ Entrada de tensión de $80[V_{C.A.}]$ a $277[V_{C.A.}]$ Apagado térmico Sin parpadeo de $120[\text{Hz}]$ Atenuación por PWM Corriente máxima de salida mayor a $1[\text{A}]$	Bajo costo de construcción. Frecuencia de conmutación variable. Protección en la carga y en la fuente.	Sin aislamiento entre la carga y la línea de entrada.

Tabla 1. Comparación de controladores.

Se seleccionó el LM3445 como controlador de la fuente tipo buck debido a sus ventajas comparado con los otros controladores, a que resulta más económica su fabricación y a que se logró conseguir con relativa facilidad.

4. Diseño de la fuente de alimentación

4.1. Antecedentes teóricos

El convertidor tipo buck reduce la tensión de *corriente directa*. El interruptor produce una forma de onda rectangular $v_s(t)$ como se muestra en la figura 10. La tensión $v_s(t)$ es igual a la tensión de entrada de *corriente directa* V_g cuando el interruptor está en la posición 1, y es igual a cero cuando el interruptor está en la posición 2. En la práctica, el interruptor se construye utilizando dispositivos semiconductores de potencia, tal como los transistores y diodos, los cuales son controlados para cambiar el encendido y apagado como se requiera para realizar la función de un interruptor ideal. La frecuencia de conmutación f_s , igual al inverso del periodo de conmutación T_s , generalmente cae en el rango de 1 [kHz] a 1 [Mhz], dependiendo de la velocidad de conmutación de los dispositivos semiconductores. El ciclo de trabajo D es la fracción de tiempo que el interruptor pasa (se mantiene) en la posición 1, y es un numero entre 0 y 1 (0 al 100%). El complemento del ciclo de trabajo, D' , es definido como $(1 - D)$.

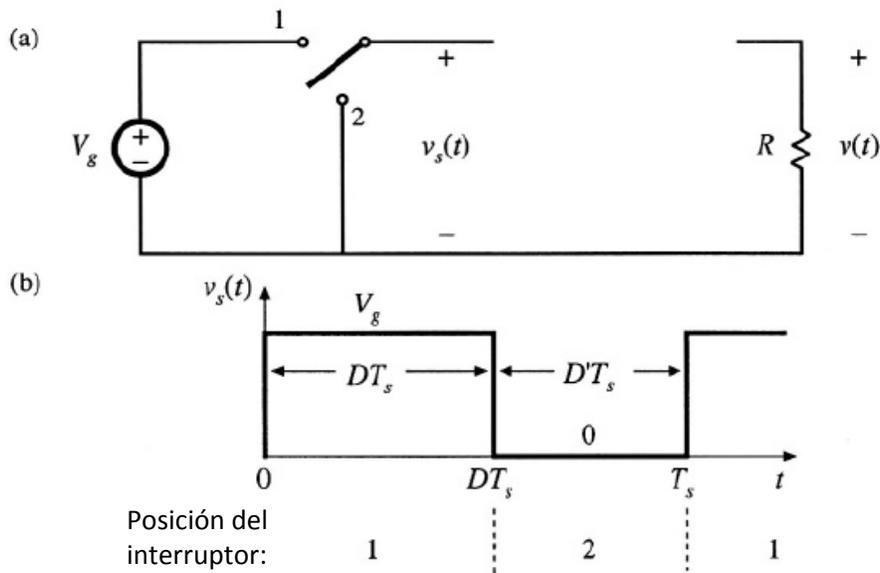


Figura 10. Interruptor ideal, (a), usado para reducir la componente de *corriente directa* de tensión, y (b) la forma de onda de tensión $v_s(t)$.

El interruptor reduce la componente de *corriente directa* de la tensión: la tensión de salida del interruptor $v_s(t)$ tiene una componente de *corriente directa* que es menor que la entrada de tensión de *corriente directa* V_g . Del análisis de Fourier, sabemos que la componente de *corriente directa* de $v_s(t)$ está dada por su valor promedio $\langle v_s \rangle$, o:

$$\langle v_s \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_s(t) dt \quad (4.1)$$

Como se muestra en la figura 11, la integral está dada por un área bajo la curva, o $D \cdot T_s \cdot V_g$. Por lo tanto, el valor promedio es:

$$\langle v_s \rangle = \frac{1}{T_s} (D \cdot T_s \cdot V_g) = D \cdot V_g \quad (4.2)$$

El promedio, o la componente de *corriente directa*, de $v_s(t)$ es igual al cilo de trabajo por la tensión de entrada de *corriente directa* V_g . El interruptor reduce la tensión de *corriente directa* por el factor de D .

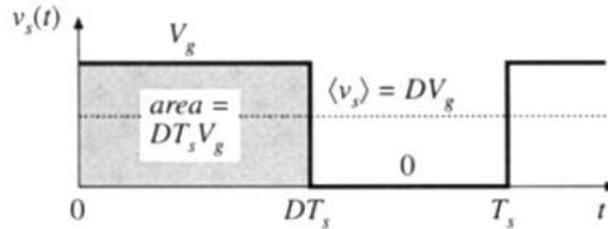


Figura 11. Determinación de la componente de *corriente directa* de tensión de salida conmutada, integrando y dividiendo por el periodo de conmutación.

Lo que falta es insertar un filtro paso bajas como se muestra en la figura 12. El filtro es diseñado para dejar pasar la componente de *corriente directa* de $v_s(t)$, pero rechazar las componentes de $v_s(t)$ a la frecuencia de conmutación y sus armónicas. La tensión de salida $v(t)$ es entonces esencialmente igual a la componente de *corriente directa* de $v_s(t)$:

$$v = \langle v_s \rangle = D \cdot V_g \quad (4.3)$$

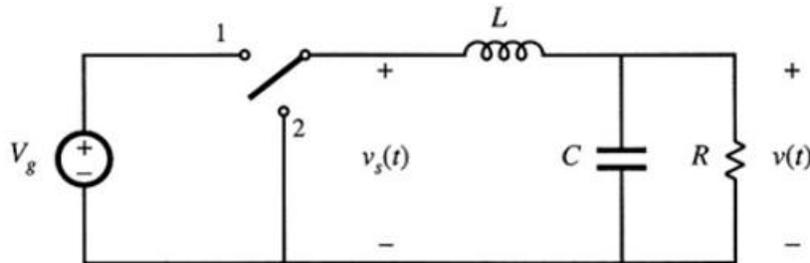


Figura 12. Inserción de un filtro paso bajas para remover las armónicas de la conmutación y pasa solo la componente de *corriente directa* de $v_s(t)$ a la salida.

El convertidor de la figura 12 ha sido realizado usando elementos sin pérdidas. Por ejemplo, cuando el interruptor se cierra, su caída de tensión es cero, y su corriente es cero cuando el interruptor se abre. En cualquier caso, la potencia disipada por el interruptor es cero. Por lo tanto, se puede obtener eficiencias cercanas al 100%. Por lo que cuando los componentes son ideales, podemos alcanzar el objetivo de cambiar el nivel de tensión de *corriente directa* usando una red sin pérdidas.

La red de la figura 12 también permite el control de la salida. La figura 13 es la característica de control del convertidor. La tensión de salida, dada por la ecuación 4.3, es mostrada contra el ciclo de trabajo. El convertidor tipo buck tiene la característica de control lineal. También, la tensión de salida es menor o igual a la tensión de entrada, debido a que $0 \leq D \leq 1$.

Los sistemas realimentados son a menudo construidos de tal forma que ajusten el ciclo de trabajo D para regular la tensión de salida. Los inversores o amplificadores de potencia también pueden ser construidos en los que el ciclo de trabajo varía lentamente en el tiempo y la tensión de salida sigue estos cambios.

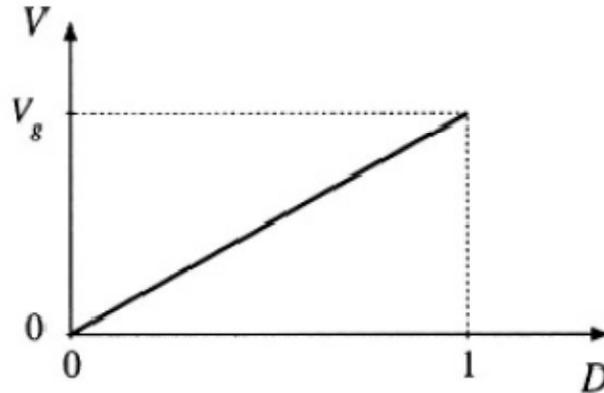


Figura 13. Salida de tensión de *corriente directa* V contra el ciclo de trabajo D .

4.1.1. Balance volt-segundo del inductor, balance de carga del capacitor, y aproximación de rizo pequeño.

Ahora examinaremos más de cerca las formas de onda del inductor y el capacitor en el convertidor tipo buck de la figura 14. Es imposible construir un filtro paso bajas perfecto que permita pasar sólo la componente de *corriente directa*, pero remueva completamente las componentes a la frecuencia de conmutación y sus armónicas. Por lo cual el filtro paso bajas permite una pequeña cantidad de armónicas de alta frecuencia generadas por el interruptor para lograr la tensión de salida. Por lo tanto la forma de onda de la tensión de salida $v(t)$ aparece como se muestra en la figura 15 y puede ser expresada como:

$$v(t) = V + v_{ripple}(t) \tag{4.4}$$

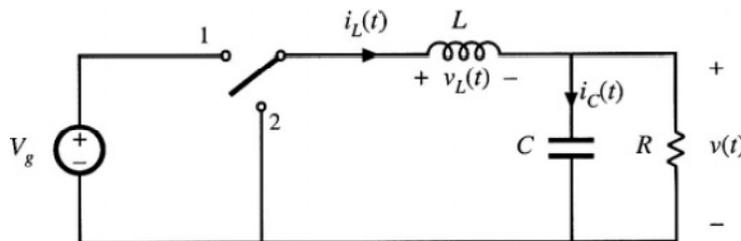


Figura 14. Circuito de un convertidor tipo Buck, con tensión del inductor $v_L(t)$ y corriente del capacitor $i_C(t)$ específicamente identificadas.

De lo cual se deriva que la tensión de salida real $v(t)$ consiste en una componente de *corriente directa* deseable V , más una pequeña componente de *corriente alterna* indeseable $v_{ripple}(t)$ que llega debido a la atenuación incompleta de las armónicas de conmutación por el filtro paso bajas. La magnitud de $v_{ripple}(t)$ se ha exagerado en la figura 15.

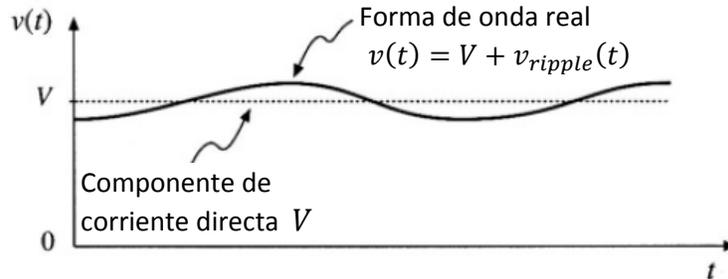


Figura 15 Forma de onda de la tensión de salida $v(t)$, la cual consiste de una componente de *corriente directa* V y un rizo de conmutación $v_{ripple}(t)$.

La tensión de rizo por conmutación debe ser pequeña en cualquier convertidor bien diseñado, debido a que el objetivo es producir una salida de *corriente directa*. Por ejemplo, en una fuente de computadora con una tensión de salida de $3.3 [V]$, el rizo de conmutación máximo normalmente debe ser menor a diez milivolts, o menos que el 1% de la componente de *corriente directa* V . Por lo que es casi siempre una buena aproximación asumir que la magnitud del rizo de conmutación es mucho más pequeña que la componente de *corriente directa*:

$$\|v_{ripple}\| \ll V \quad (4.5)$$

Por lo tanto, la tensión de salida $v(t)$ es muy aproximada a su componente de *corriente directa* V , con un pequeño término de rizo despreciable:

$$v(t) \approx V \quad (4.6)$$

Esta aproximación, conocida como aproximación de rizo pequeño, o aproximación de rizo lineal, simplifica el análisis de las formas de onda del convertidor.

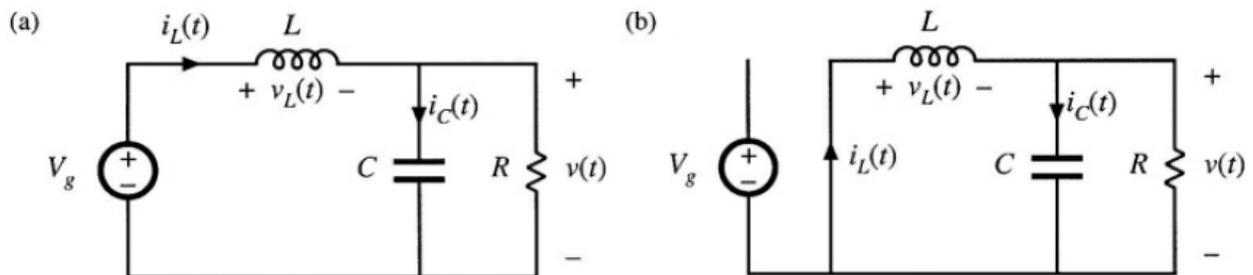


Figura 16 Circuito del convertidor tipo Buck: (a) mientras el interruptor está en la posición 1, (b) mientras el interruptor está en la posición 2.

Ahora, analizaremos la forma de onda de la corriente del inductor. Podemos encontrar la corriente del inductor integrando la forma de onda de su tensión. Con el interruptor en la posición 1, el lado izquierdo del inductor es conectado a la tensión de entrada V_g , y el circuito se reduce a la figura 16(a). La tensión del inductor $v_L(t)$ es dado por:

$$v_L(t) = V_g - v(t) \quad (4.7)$$

Como se describe anteriormente, la tensión de salida $v(t)$ consiste en una componente de *corriente directa* V más un pequeño término de rizo de *corriente alterna* $v_{ripple}(t)$. Podemos hacer la aproximación de rizo pequeño en este punto, ecuación 4.6, para reemplazar $v(t)$ con su componente de *corriente directa* V :

$$v_L(t) \approx V_g - V \quad (4.8)$$

En el interruptor en posición 1, la tensión del inductor es esencialmente constante e igual a $V_g - V$, como se muestra en la figura 17. Si conocemos la forma de onda de la tensión del inductor, la corriente del inductor puede encontrarse usando la definición:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (4.9)$$

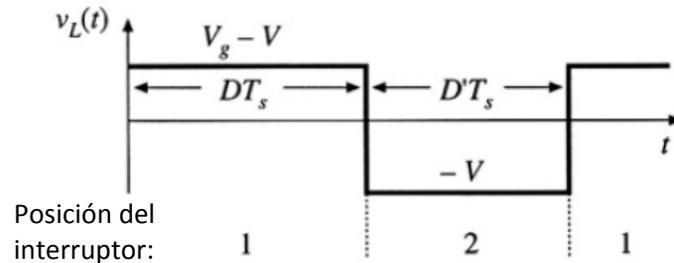


Figura 17. Forma de onda de la tensión del inductor en estado estable en un convertidor tipo buck.

Durante el primer intervalo, cuando $v_L(t)$ es aproximadamente $(V_g - V)$, la pendiente de la corriente del inductor es:

$$\frac{di_L(t)}{dt} \approx \frac{v_L(t)}{L} \approx \frac{V_g - V}{L} \quad (4.10)$$

Esto es dividir la ecuación 4.9 entre L , y substituir la ecuación 4.8. Debido a que la tensión del inductor es esencialmente constante, mientras el interruptor está en la posición 1, la pendiente de la corriente del inductor también es esencialmente constante y la corriente del inductor se incrementa linealmente.

Argumentos similares se aplican durante el segundo subintervalo, cuando el interruptor está en la posición 2. El lado izquierdo del inductor es conectado a tierra, obteniendo el circuito de la figura 16(b). Es importante definir consistentemente el sentido de la corriente del inductor y su tensión. En particular, la polaridad de $v_L(t)$ es definida constantemente en las figuras 15, 16(a) y 16(b).

La tensión del inductor durante el segundo subintervalo está dado por:

$$v_L(t) = -v(t) \quad (4.11)$$

Usando la aproximación de rizo pequeño, ecuación 4.6, obtenemos que:

$$v_L(t) \approx -V \quad (4.12)$$

La tensión del inductor es también esencialmente constante mientras el interruptor está en la posición 2, como se muestra en la figura 17. Substituyendo la ecuación 4.12 en la ecuación 4.9 y resolviendo para la pendiente de la corriente del inductor obtenemos:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{V}{L} \quad (4.13)$$

Durante el segundo subintervalo la corriente del inductor cambia a una pendiente negativa y esencialmente constante.

Ahora podemos trazar la forma de onda de la corriente del inductor (figura 18). La corriente del inductor inicia con un valor inicial $i_L(0)$. Durante el primer subintervalo, con el interruptor en la posición 1, la corriente del inductor se incrementa con una pendiente dada en la ecuación 4.10. En el tiempo $t = D \cdot T_s$, el interruptor cambia a la posición 2. La corriente entonces se decrementa con una pendiente constante dada por la ecuación 4.13. En el instante $t = T_s$, el interruptor regresa a la posición 1, y el proceso se repite.

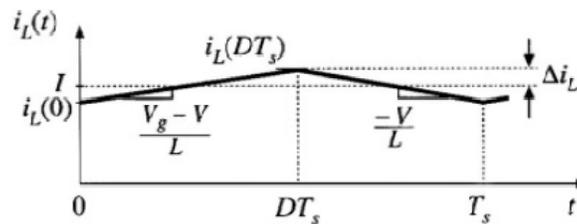


Figura 18. Forma de onda de la corriente del inductor en estado estable de un convertidor tipo buck.

Es de nuestro interés calcular el rizo de la corriente del inductor Δi_L . Como se muestra en la figura 18, la corriente pico del inductor es igual a la componente de *corriente directa* I más el rizo pico promedio Δi_L . Esta corriente pico fluye no solo a través del inductor, sino también a través de los dispositivos semiconductores que comprenden el interruptor. Es necesario conocer la corriente pico cuando se especifiquen los rangos de operación de estos dispositivos.

Debido a que conocemos la pendiente de la corriente del inductor durante el primer subintervalo y también conocemos la longitud del primer subintervalo, podemos calcular la magnitud del rizo. La forma de onda de $i_L(t)$ es simétrica respecto a I , y por lo tanto durante el primer subintervalo la corriente se incrementa por $2\Delta i_L$ (debido a que Δi_L es el pico de rizo, el rizo pico a pico es $2\Delta i_L$). Por lo que el cambio de corriente $2\Delta i_L$, es igual a la pendiente (la tensión aplicada al inductor dividida entre L) por la longitud del primer subintervalo ($D \cdot T_s$).

$$(\text{cambio en } i_L) = (\text{pendiente})(\text{long. del subintervalo})$$

$$(2\Delta i_L) = \left(\frac{V_g - V}{L}\right)(D \cdot T_s) \quad (4.14)$$

La solución para Δi_L es:

$$\Delta i_L = \frac{V_g - V}{2L}(D \cdot T_s) \quad (4.15)$$

Los valores típicos de Δi_L caen en el rango del 10% al 30% del valor de la carga total de la componente de *corriente directa* I . Es indeseable permitir que Δi_L sea muy grande. Si esto sucede se incrementara la corriente pico del inductor y la de los dispositivos semiconductores de conmutación, el costo y su tamaño. Por lo que al diseñar la corriente rizo del inductor es también pequeña usualmente comparada a la componente de *corriente directa* I . La aproximación de rizo pequeño $i_L(t) = I$ es usualmente justificada para la corriente del inductor. El valor del inductor puede ser seleccionado para alcanzar una corriente de rizo Δi_L deseada.

La solución de la ecuación 4.15 de la inductancia L es:

$$L = \frac{V_g - V}{2\Delta i_L}(D \cdot T_s) \quad (4.16)$$

Esta ecuación es usada comúnmente para seleccionar el valor de la inductancia en el convertidor tipo buck. Es posible resolver exactamente los convertidores, sin usar la aproximación de rizo pequeño. Por ejemplo, se puede usar la transformada de Laplace para escribir la expresión para la forma de onda de los circuitos de las figuras 16(a) y 16(b). Se puede invertir la transformación, ajustar las condiciones de frontera y encontrar la solución periódica de estado estable del circuito. Habiendo hecho esto, podemos encontrar las componentes de *corriente directa* de las formas de onda y sus valores pico.

Sin embargo esto es mucho trabajo y los resultados casi siempre no tienen solución. Además, el trabajo extra que involucra escribir ecuaciones que describan el rizo es una pérdida de tiempo, debido a que el rizo es pequeño e indeseable. La aproximación de rizo pequeño es fácil de aplicar y rápidamente se llega a una expresión simple para la componente de *corriente directa* de las formas de onda del convertidor. La forma de onda de la corriente del inductor de la figura 18 es dibujada bajo condiciones de estado estable, con la operación del convertidor en equilibrio.

Consideremos ahora qué le pasa a la corriente del inductor cuando el convertidor es encendido por primera vez. Supongamos que la corriente del inductor y la tensión de entrada V_g son aplicadas. Como se muestra en la figura 19, $i_L(0)$ es cero. Durante el primer subintervalo, con el interruptor en posición 1, sabemos que la corriente del inductor se incrementa, con una pendiente de $(V_g - v)/L$ y con v inicialmente cero.

Después, con el interruptor en la posición 2, la corriente del inductor cambiará con una pendiente de $-v/L$: debido a que v es inicialmente cero, la pendiente es esencialmente cero. Se puede observar que hay un incremento neto en la corriente del inductor sobre el primer periodo de conmutación, porque $i_L(T_s)$ es mayor que $i_L(0)$. Debido a que la corriente del inductor fluye a la salida, el capacitor de salida se carga ligeramente, y v también se incrementa ligeramente.

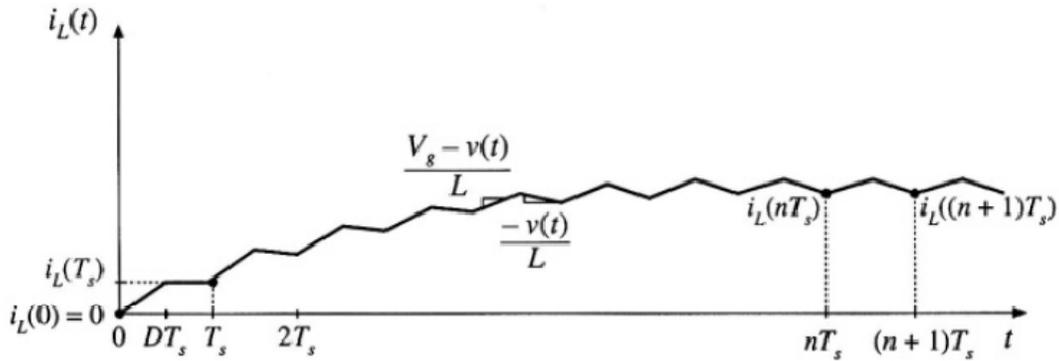


Figura 19. Forma de onda de la corriente del inductor durante el encendido del convertidor.

El proceso se repite durante el segundo y los subsecuentes periodos de conmutación, con la corriente del inductor incrementándose durante cada primera parte del subintervalo y decrementándose durante cada segunda parte del subintervalo. Entonces, no hay cambio neto en la corriente del inductor sobre un periodo completo de conmutación y la operación del convertidor está en estado estable.

Las formas de onda del convertidor son periódicas:

$$i_L(nT_s) = i_L((n + 1)T_s) \quad (4.17)$$

Desde este punto, la forma de onda de la corriente del inductor aparece en la figura 18.

El requerimiento de que, en equilibrio, el cambio neto en la corriente del inductor sobre un periodo de conmutación sea cero, nos permite tener una forma para encontrar las condiciones de estado estable en cualquier convertidor conmutado: el principio de balance del inductor volt-segundo.

Dada la relación definida de un inductor:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (4.18)$$

Integrando sobre un periodo completo de conmutación, de $t = 0$ a T_s , tenemos:

$$i_L(T_s) - i_L(0) = \frac{1}{L} \int_0^{T_s} v_L(t) dt \quad (4.19)$$

Esa ecuación establece que el cambio neto en la corriente del inductor sobre un periodo de conmutación, dado por el lado izquierdo de la ecuación 4.18 es proporcional a la integral de la tensión aplicada al inductor sobre el intervalo. En estado estable, los valores inicial y final de la corriente del inductor son iguales y el lado izquierdo de la ecuación 4.19 es cero.

Por lo tanto, en estado estable la integral de la tensión aplicada al inductor debe ser cero:

$$0 = \int_0^{T_s} v_L(t) dt \quad (4.20)$$

El lado derecho de la ecuación 4.20 tiene unidades volt-segundo. Esta ecuación establece que el área total, o volt-segundos neto, bajo la forma de onda de $v_L(t)$, debe de ser cero.

Una forma equivalente es obtenida dividiendo ambos lados de la ecuación 4.20 entre el periodo de conmutación T_s :

$$0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_L(t) dt = \langle v_L \rangle \quad (4.21)$$

El lado derecho de la ecuación 4.21 es reconocida como el valor promedio, o componente de *corriente directa*, de $v_L(t)$. La ecuación 4.21 establece que en equilibrio la tensión aplicada al inductor debe de tener componente de *corriente directa* igual a cero.

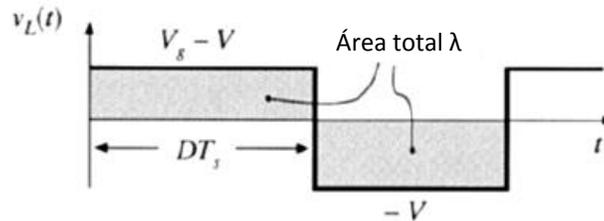


Figura 20. El principio de balance del inductor volt-segundo: en estado estable, la red volt-segundo aplicada en un inductor debe ser cero (área total λ).

La forma de onda de la tensión del inductor de la figura 17 es reproducida en la figura 20, con el área bajo la curva $v_L(t)$ sombreada. El área total λ esta dada por las áreas bajo los dos rectángulos, o:

$$\lambda = \int_0^{T_s} v_L(t) dt = (V_g - V)(D \cdot T_s) + (-V)(D' \cdot T_s) \quad (4.22)$$

Por lo tanto, el valor promedio es:

$$\langle v_L \rangle = \frac{\lambda}{T_s} = D(V_g - V) + D'(-V) \quad (4.23)$$

Igualando $\langle v_L \rangle$ a cero, y notando que $D + D' = 1$, se obtiene:

$$0 = DV_g - (D + D')V = DV_g - V \quad (4.24)$$

Resolviendo para V :

$$V = DV_g \quad (4.25)$$

Lo cual coincide con el resultado obtenido previamente en la ecuación 4.3. El principio de balance del inductor volt-segundo nos permite obtener una expresión para la componente de *corriente directa* de la salida de tensión del convertidor. Una ventaja de esta aproximación es su generalidad (puede ser aplicada a otros convertidores).

Argumentos similares pueden ser aplicados al capacitor. La ecuación de definición de un capacitor es:

$$i_c(t) = C \frac{dv_c(t)}{dt} \quad (4.26)$$

Integrando esta ecuación sobre un periodo de conmutación tenemos:

$$v_c(T_s) - v_c(0) = \frac{1}{C} \int_0^{T_s} i_c(t) dt \quad (4.27)$$

En estado estable, el cambio neto sobre un periodo de conmutación de la tensión del capacitor debe ser cero, tal como el lado izquierdo de la ecuación 4.27 es igual a cero. En equilibrio, la integral de la corriente del capacitor sobre un periodo de conmutación (teniendo las unidades de ampere-segundo o carga) debe ser cero. No hay cambio neto en la carga del capacitor en estado estable. Un enunciado equivalente es:

$$0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_c(t) dt = \langle i_c \rangle \quad (4.28)$$

El valor promedio, o componente de *corriente directa*, de la corriente del capacitor debe ser cero en equilibrio. Esto debe ser un resultado intuitivo. Si una corriente es aplicada a un capacitor, entonces el capacitor se carga continuamente y su tensión se incrementará sin límite (teóricamente). Así mismo, si una tensión de *corriente directa* es aplicada a un inductor, entonces el flujo se incrementará sin límite. La ecuación 4.28, llamada principio de balance de capacitor, puede ser usada para encontrar la corriente de estado estable en un convertidor conmutado.

4.2. Determinación de los valores de salida de la fuente de alimentación.

Debido a que se quieren cambiar las lámparas fluorescentes del laboratorio de electrónica del CCADET, se realizó la medición de la cantidad de lúmenes aproximados que proporciona un conjunto de lámparas fluorescentes. Obtuvimos una medición aproximada de 230 [lux] a 1.9 [m] de distancia, esto es 830 [lm]. Por lo que, si un LED de alta potencia BETOP BTWC50-TA nos proporciona como mínimo 240 [lm], entonces, se necesitan alrededor de 4 LEDs de alta potencia. También es importante señalar que el área que iluminan las lámparas fluorescentes es alrededor de 6 [m²], por lo que es necesario colocar más LEDs de alta potencia. Debido a que deseamos que nuestra fuente funcione de la manera más eficiente posible, se realizó un arreglo de dos series de 13 LEDs, y estas dos series en paralelo a la salida de la fuente.

Para que nuestro sistema funcione lo más eficientemente posible y podamos utilizar otros tipos de LEDs con diferentes características al que se va a utilizar, se decidió tener una corriente constante de 1[A] a la salida de la fuente. Los LEDs BETOP BTWC50-TA que se van a utilizar pueden operar con una corriente máxima de 700[mA], por lo que se decidió realizar un arreglo de dos series de LEDs en paralelo, para que circulen 500[mA] en cada serie de LED. Con esta corriente se obtiene una intensidad lumínica relativa del 80%, y además, al manejar a los LEDs con menos corriente aseguramos una larga vida de los mismos. También, con estas dos series de LEDs, se podrán substituir al menos dos arreglos de lámparas fluorescentes.

Como consecuencia de la caída de cada LED, que es de 6[V] a 500[mA], la tensión de salida de la fuente tiene que ser aproximadamente de 78[V]. Sin embargo, es importante hacer notar que existen en el mercado otros tipos de LEDs de alta potencia con lo que se pueden hacer otros tipos de arreglo. Por ejemplo, si quisiéramos usar los LEDs BETOP BTWC10-TA con una caída de 3.5 [V] a 350[mA], entonces el arreglo de LEDs sería 3 series de 22 LEDs en paralelo. Los posibles arreglos se muestran en la figura 21.

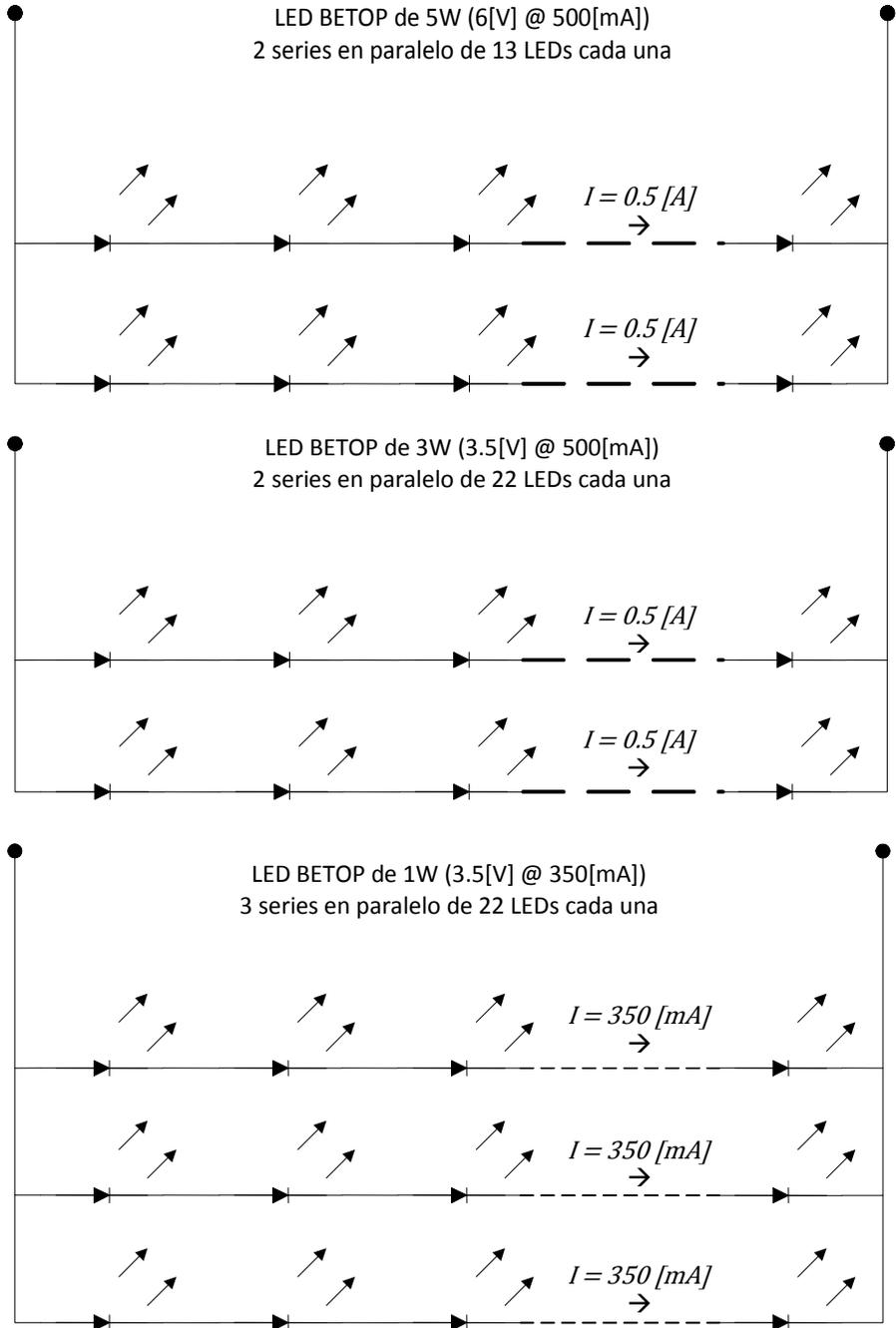


Figura 21. Posibles arreglos de LEDs para la lámpara.

4.3. Diseño de la fuente de alimentación

Ahora realizaremos los cálculos para una fuente con los siguientes datos:

1. Rango de tensión de entrada: $90 [V_{C.A.}]$ a $135[V_{C.A.}]$
2. Número de LEDs en serie: 13
3. Tensión de caída de un solo LED: $6[V]$ @ $500[mA]$
4. Tensión de la pila de LEDs: $13 \times 6[V] = 78[V]$
5. Frecuencia nominal de conmutación de la fuente: $f_{sw_teo} = 100[kHz]$
6. Corriente en los LEDs promedio: $I_{LED_prom} = 1[A]$
7. La corriente de rizo (Δi) (usualmente 15% o 30% I_{LED_prom}): $\Delta i = 200[mA]$
8. Etapas del circuito rellenador de valle: 1
9. Eficiencia mínima = 90%

Cálculos:

- a. Calculamos la tensión mínima $V_{BUCK(MIN)}$:

$$V_{BUCK(MIN)} = \frac{V_{C.A.-RMS(MIN)} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta)}{\# \text{ de etapas}} = \frac{90 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(135^\circ)}{1} = 90[V] \quad (E1)$$

- b. Calculamos la tensión máxima $V_{BUCK(MAX)}$

$$V_{BUCK(MAX)} = V_{C.A.-RMS(MAX)} \cdot \sqrt{2} = 135 \cdot \sqrt{2} = 190.91[V] \quad (E2)$$

- c. Calculamos el tiempo apagado para una tensión nominal de V_{BUCK} :

$$t_{off} = \frac{1 - \left(\frac{1}{\eta} \cdot \frac{V_{LED}}{V_{BUCK}}\right)}{f_{sw}} = \frac{1 - \left(\frac{1}{0.9} \cdot \frac{78}{127 \cdot \sqrt{2}}\right)}{100[kHz]} = 5.17[\mu s] \quad (E3)$$

- d. Calculamos el tiempo mínimo de encendido para asegurar que es mayor a $200[ns]$:

$$t_{on(MIN)} = \frac{D}{1-D} \cdot t_{off} = \frac{\left(\frac{1}{\eta} \cdot \frac{V_{LED}}{V_{BUCK(MAX)}}\right)}{1 - \left(\frac{1}{\eta} \cdot \frac{V_{LED}}{V_{BUCK(MAX)}}\right)} \cdot t_{off} = \frac{\left(\frac{1}{0.9} \cdot \frac{78}{135 \cdot \sqrt{2}}\right)}{1 - \left(\frac{1}{0.9} \cdot \frac{78}{135 \cdot \sqrt{2}}\right)} \cdot 5.17[\mu s] \quad (E4)$$

$$t_{on(MIN)} = 4.29[\mu s]$$

- e. Calculamos C11 y R4. Primero, seleccionamos una corriente de I_{COLL} entre $50[\mu A]$ y $100[\mu A]$:

$$R4 = \frac{V_{LED}}{I_{COLL}} = \frac{78[V]}{70[\mu A]} = 1.114[M\Omega] \quad (E5)$$

- f. Usamos un valor estándar, en este caso de $1.1[M\Omega]$
g. Calculamos $C11$:

$$C11 = \left(\frac{V_{LED}}{R4}\right) \left(\frac{t_{off}}{V_{COFF}}\right) = \left(\frac{78[V]}{1.1[M\Omega]}\right) \left(\frac{5.17[\mu s]}{1.276[V]}\right) = 287.3[pF] \quad (E6)$$

- h. Usamos un valor estándar, en este caso de $330[pF]$
i. Con este valor de $C11_{exp} = 330[pF]$ calculamos $t_{off_{exp}}$:

$$t_{off_{exp}} = C11_{exp} \cdot V_{COFF} \left(\frac{R4}{V_{LED}}\right) = (330[pF])(1.276[V]) \left(\frac{1.1[M\Omega]}{78[V]}\right) \quad (E7)$$

$$t_{off_{exp}} = 5.938[\mu s]$$

- j. Calculamos ahora $t_{on_{exp}}$:

$$t_{on_{exp}} = \frac{\left(\frac{1}{\eta} \cdot \frac{V_{LED}}{V_{BUCK}}\right)}{1 - \left(\frac{1}{\eta} \cdot \frac{V_{LED}}{V_{BUCK}}\right)} \cdot t_{off_{exp}} = \frac{\left(\frac{1}{0.9} \cdot \frac{78}{127 \cdot \sqrt{2}}\right)}{1 - \left(\frac{1}{0.9} \cdot \frac{78}{127 \cdot \sqrt{2}}\right)} \cdot 5.938[\mu s] \quad (E8)$$

$$t_{on_{exp}} = 5.537[\mu s]$$

- k. Calculamos la frecuencia experimental:

$$f_{sw_{exp}} = \frac{1}{t_{on_{exp}} + t_{off_{exp}}} = \frac{1}{5.537[\mu s] + 5.938[\mu s]} = 87.139[kHz] \quad (E9)$$

- l. Calculamos el valor del inductor con los valores teóricos:

$$L_{teo} = \frac{V_{LED} \cdot \left(1 - \left(\frac{1}{\eta} \cdot \frac{V_{LED}}{V_{BUCK}}\right)\right)}{2\Delta i \cdot f_{sw}} = \frac{78[V] \cdot \left(1 - \left(\frac{1}{0.9} \cdot \frac{78[V]}{127 \cdot \sqrt{2}[V]}\right)\right)}{2 \cdot 0.2[A] \cdot 100[kHz]} = 1.009[mH] \quad (E10)$$

- m. Calculamos el valor del inductor para valores experimentales:

$$L_{exp} = \frac{V_{LED} \cdot \left(1 - \left(\frac{1}{\eta} \cdot \frac{V_{LED}}{V_{BUCK}}\right)\right)}{2\Delta i \cdot f_{sw_{exp}}} = \frac{78[V] \cdot \left(1 - \left(\frac{1}{0.9} \cdot \frac{78[V]}{127 \cdot \sqrt{2}[V]}\right)\right)}{2 \cdot 0.2[A] \cdot 87.139[kHz]} = 1.158[mH] \quad (E11)$$

- n. Usamos un valor estándar, en este caso $L = 1000[\mu H]$

- o. Para el capacitor C10 utilizamos 5 capacitores de $150[\mu F]$ en paralelo para tener un total de $750[\mu F]$, con la finalidad de tener una tensión invariante de V_{BUCK} .
- p. Para el capacitor C12 utilizamos un capacitor de poliéster de $2.2[\mu F]$ a $200[V]$.

Para tener una mejor idea de cómo el valor de la inductancia depende de la eficiencia y de la frecuencia, realizamos la evaluación de la siguiente ecuación:

$$L_{exp} = \frac{V_{LED} \cdot \left(1 - \left(\frac{1}{\eta} \cdot \frac{V_{LED}}{V_{BUCK}}\right)\right)}{2\Delta i \cdot f_{sw_{exp}}} = \frac{78[V] \cdot \left(1 - \left(\frac{1}{\eta} \cdot \frac{78[V]}{127 \cdot \sqrt{2}[V]}\right)\right)}{2 \cdot 0.2[A] \cdot f_{sw}} \quad (E12)$$

Primero para observar el cambio de la inductancia respecto a la eficiencia, evaluamos con la frecuencia teórica y con la experimental:

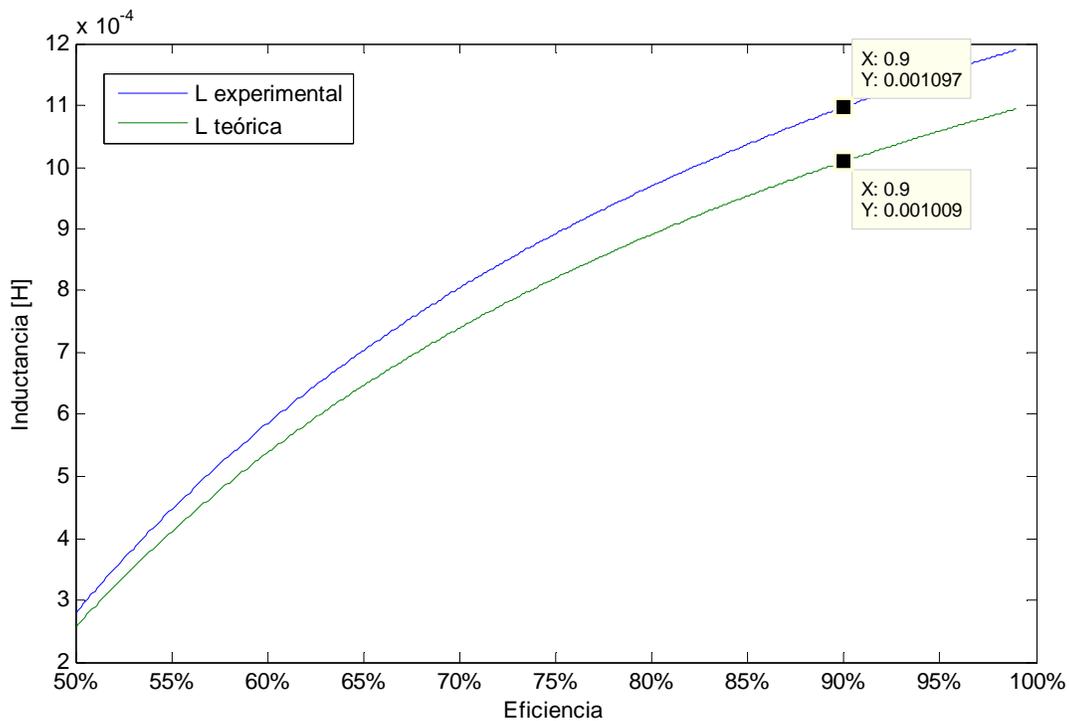


Figura 22. Grafica de eficiencia contra Inductancia con frecuencia teórica y frecuencia experimental.

En la figura 22, que fue obtenida con MATLAB, podemos observar que el valor de la inductancia aumenta al aumentar la eficiencia. Se muestran dos curvas, donde la azul se calcula con la frecuencia teórica de $100[kHz]$ y la verde se calcula con la frecuencia experimental de $87.139[kHz]$. Es importante hacer notar que al bajar la frecuencia de conmutación es necesario un valor mayor de inductancia para mantener la eficiencia.

Ahora bien, evaluamos la ecuación con un valor fijo de eficiencia y variamos el valor de la frecuencia desde 50[kHz] hasta 120[kHz]:

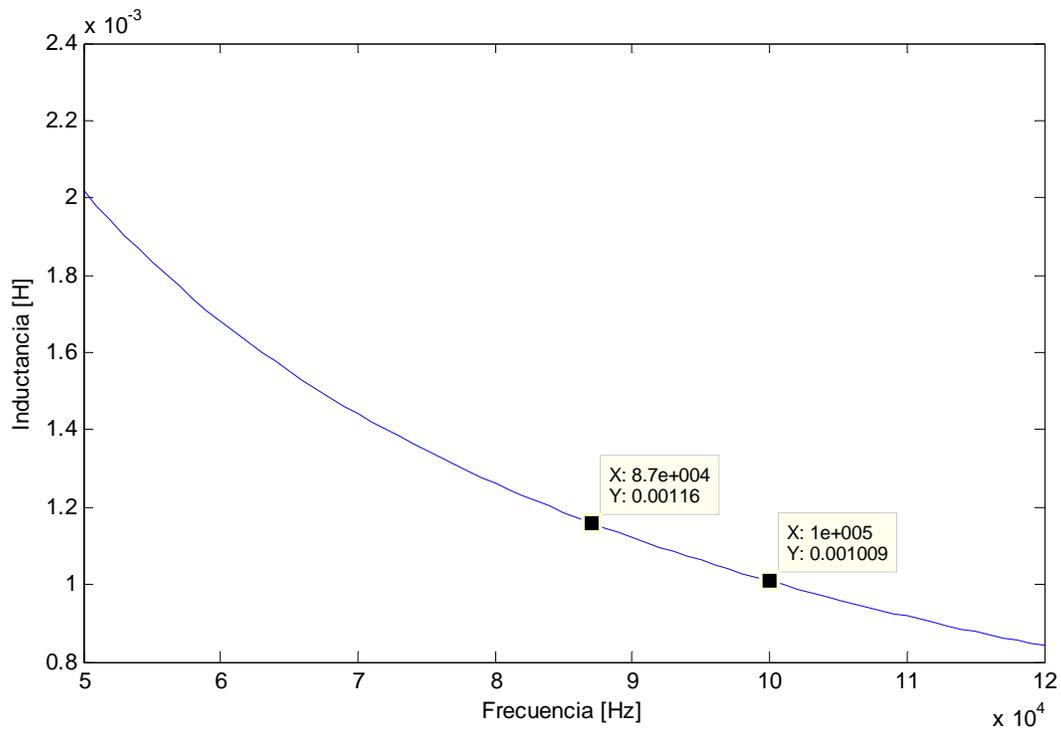


Figura 23. Grafica de frecuencia contra inductancia para una eficiencia del 90%.

En la figura 23, también obtenida con MATLAB, podemos observar que a mayor frecuencia el valor de la inductancia disminuye. Sin embargo hay que hacer notar que al aumentar la frecuencia de conmutación aumentan las impedancias parasitas del circuito impreso. Por lo tanto, hay que hacer un balance entre frecuencia e inductancia ya que si disminuimos la frecuencia de conmutación se necesitará un inductor más grande, y por lo tanto más caro y más difícil de manejar. Si por el contrario aumentamos la frecuencia de conmutación, tendremos más impedancias parasitas las cuales afectaran el funcionamiento de la fuente, por lo que será necesario circuitos impresos multicapa, pistas más cortas y un mayor blindaje contra interferencia electromagnética.

Debido a lo anterior, la inductancia que se utilizó en la fuente de alimentación es de 1000[μH], lo cual nos dará una eficiencia teórica menor al 90% y una frecuencia de conmutación de alrededor de los 87.139[kHz].

Es importante señalar que el inductor que se utilizo es el de mayor valor del modelo utilizado, y la frecuencia de conmutación hubiera podido aumentar si se hubiera utilizando un valor más bajo en C11.

Por lo tanto, el diagrama de la fuente diseñada es la siguiente:

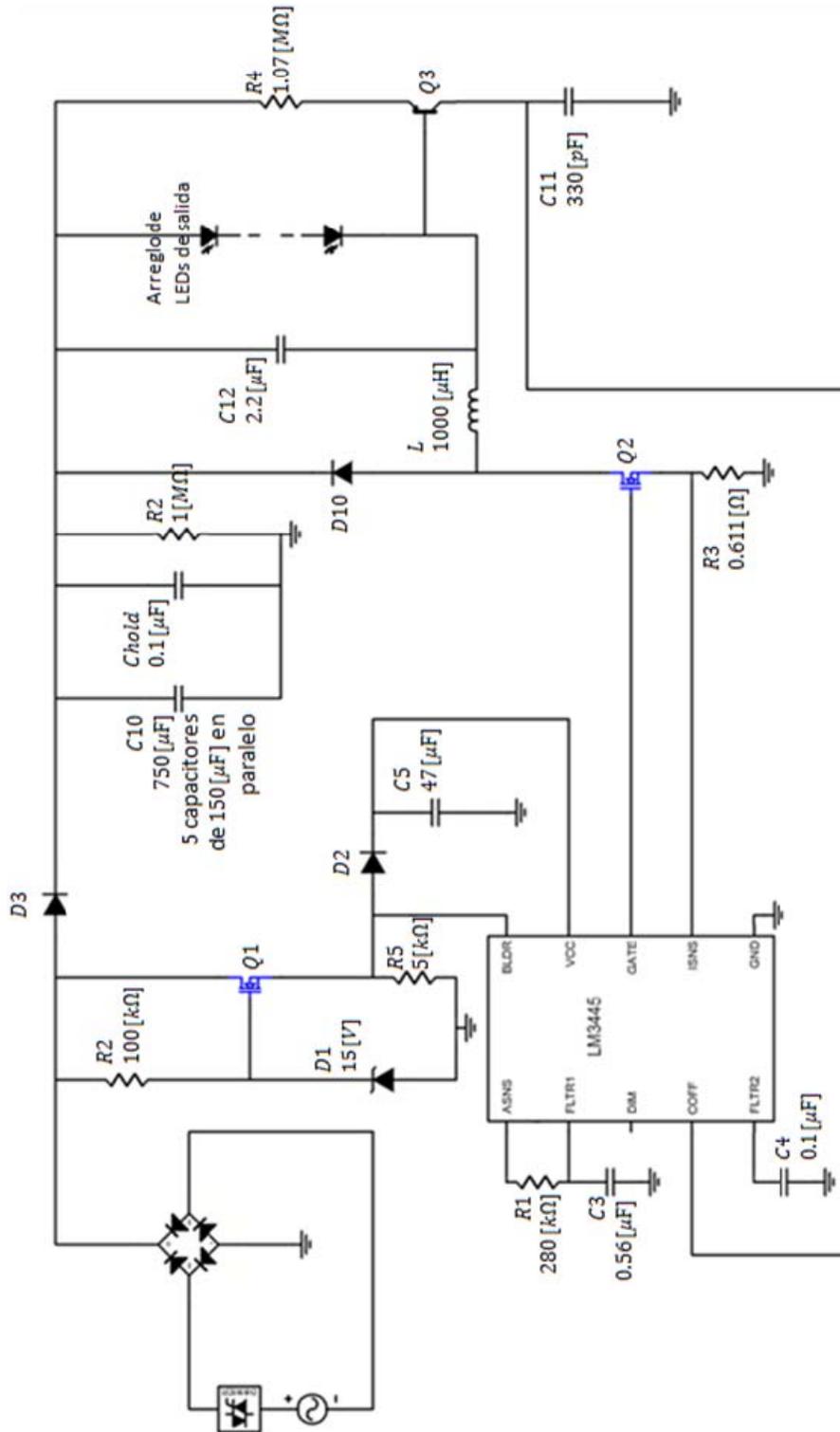


Figura 24. Diagrama esquemático de la fuente tipo buck diseñada.

5. Construcción y pruebas de la fuente de alimentación

5.1. Construcción de la fuente

Para realizar la construcción de la fuente de alimentación decidimos utilizar una tarjeta impresa de doble cara. Esto se debió principalmente a que no fue posible la construcción de un impreso de capas múltiples debido a no tener la infraestructura necesaria para ello. Sin embargo, aunque no es óptimo el diseño en una tarjeta de doble cara, ésta fue la mejor opción. Debemos hacer notar que la tarjeta de evaluación del LM3445 que vende National es una tarjeta de 4 capas y la potencia que puede manejar es de alrededor de 15 [W].

Para realizar un buen diseño de la fuente fue necesario realizar la construcción de varios prototipos. Estos prototipos varían de uno a otro al tener diferentes rutas de las pistas, materiales diferentes en sus componentes pasivos y cambios en la posición de estos componentes. Logramos observar que el desempeño de la fuente cambiaba radicalmente si se modificaba alguno de los parámetros de diseño. Debido a que es una fuente conmutada que trabaja a una frecuencia cercana a los 100[kHz], se tuvo un gran cuidado en el diseño del circuito impreso y en la selección de los componentes activos y pasivos de la fuente hasta lograr un funcionamiento óptimo y confiable en el que el cambio de temperatura y el ruido electromagnético ambiental no afectara el buen funcionamiento de la fuente.

5.1.1. Circuito impreso

El circuito impreso de la fuente no es un conjunto de pistas trazadas al azar. En lugar de esto se debió seguir una serie de reglas de diseño de circuitos impresos para lograr que la fuente funcionara de manera correcta. Los puntos más importantes de estas reglas de diseño son las siguientes:

- Trazo de pistas: Una pista debe ser lo más corta posible. Las pistas, mientras más cortas son menos susceptibles a la interferencia, tienen menos reactancias parásitas y radian menos EMI que una pista larga. También se deben evitar los ángulos rectos y deben ser substituirlos por trazos a 45°.
- Tierras y distribución de potencia: Se deben evitar las impedancias comunes en partes críticas del circuito. Las inductancias en las conexiones a tierra y alimentación son importantes cuando se manejan corrientes de alta frecuencia. La forma más efectiva para reducir la inductancia de alimentación y de tierra es mantener las pistas de señal de ida y regreso lo más juntas posible para que se anulen las inductancias que se generan.
- Plano de tierra: En altas frecuencias los planos de tierra ofrecen una baja impedancia entre la alimentación y la tierra debido a que forman una capacitancia entre planos y colocando los planos de tierra en las capas exteriores forman un blindaje contra el ruido.

Ahora bien, el 98% de los componentes pasivos de la fuente son componentes de montaje superficial (SMD) debido a sus mejores características comparados con los componentes tradicionales through hole (agujeros pasantes). Las ventajas y desventajas de usar componentes de montaje superficial son las siguientes:

Ventajas:

- Tamaño: Se puede tener una mayor densidad de componentes. Se pueden montar en ambos lados del circuito impreso.
- Rendimiento eléctrico: Al reducir el tamaño se obtiene mayor velocidad y menos susceptibilidad a la interferencia. Por lo tanto se obtienen circuitos de mejor rendimiento en empaques pequeños.

Desventajas:

- Experiencia: No es fácil pasar de montar componentes through hole a componentes de montaje superficial debido a que se necesitan aprender nuevas habilidades y técnicas.
- Parámetros mecánicos críticos: La colocación y soldado de los componentes son factores críticos debido a que la expansión y contracción de los materiales pueden afectar el encapsulado o incluso fracturar el componente.

El circuito impreso se realizó con una tableta de doble cara de cobre. Se logró obtener un circuito impreso de buena calidad logrando separaciones de alrededor de 0.12 [mm] entre pista y pista. En las siguientes figuras podemos observar parte del circuito impreso comparado con una regla con divisiones de medio milímetro.

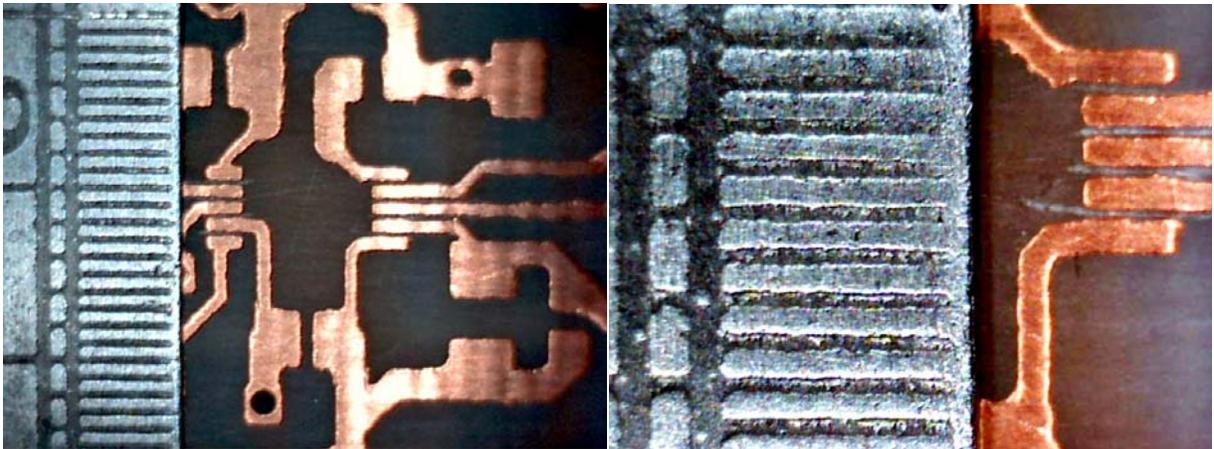


Figura 25. Acercamiento de una parte del circuito impreso de la fuente de alimentación.

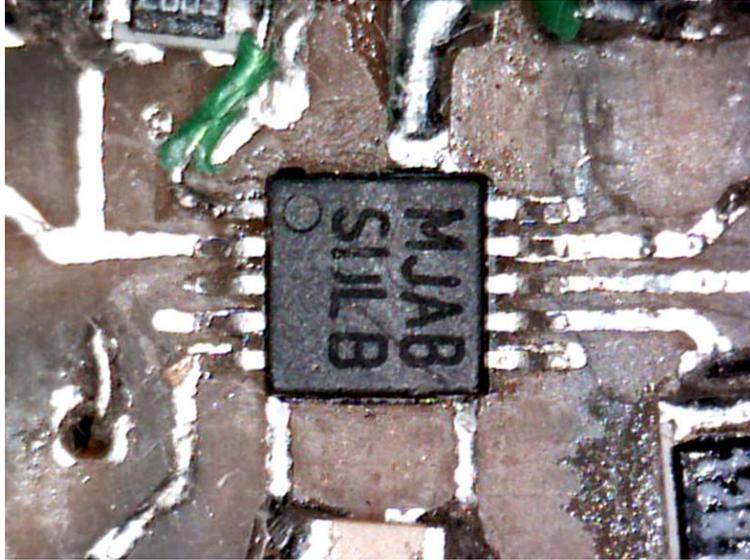


Figura 26. Acercamiento del circuito impreso ya con el LM3445 soldado.

5.2. Selección de los componentes

Un factor muy importante en el diseño del circuito impreso es la selección de los componentes activos y pasivos, ya que de ellos va a depender en gran medida la estabilidad, la interferencia que reciba y emita, y la confiabilidad de la fuente al cambio de temperatura.

5.2.1. Selección de componentes pasivos

En el caso de los componentes pasivos, la mayoría de ellos son de montaje superficial por las ventajas comentadas anteriormente. Sin embargo, hay muchos materiales y tipos de componentes de montaje superficial, por lo que se consideraron las siguientes características para su elección:

Para resistores y capacitores

- Variación $\Delta R/R$ y $\Delta C/C$ mínima con el fin de tener estabilidad térmica.
- Tolerancia del 1% en resistores y 5% o menor en capacitores para que la variación del valor no altere el funcionamiento de la fuente.
- Valor de reactancia mínima o nula. De esta forma los componentes no cambiaran su valor con la frecuencia de conmutación de la fuente.

Para el inductor

- Permeabilidad magnética alta.
- Con núcleo que trabaje a la frecuencia de operación de la fuente.
- Que pueda manejar la potencia requerida sin saturarse.

Por lo tanto, se utilizaron resistores de montaje superficial de película de carbón, los cuales tienen una inductancia inherente muy pequeña. También tienen una estabilidad de $\Delta R/R = 1\%$ para 1000 horas a $70[^\circ\text{C}]$ y una tolerancia del 1%. Los capacitores de montaje superficial son multicapa, por lo que tienen una permeabilidad dieléctrica alta y estable, y su estabilidad contra el cambio de temperatura es muy buena como se muestra en la figura 27b.

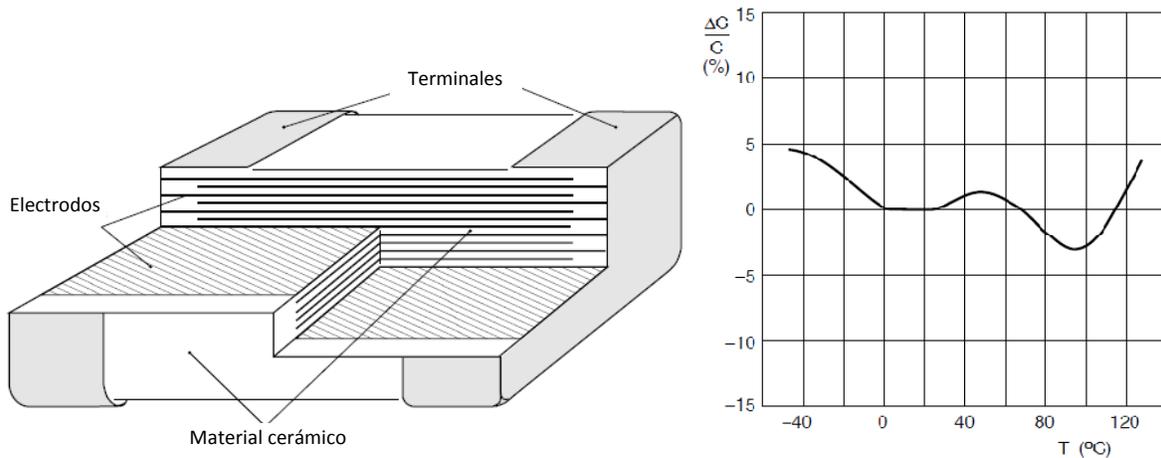


Figura 27. a) Construcción de capacitor SMD multicapa. b) Cambio en la capacitancia en función de la temperatura.

En el caso del inductor, se utilizó de tipo toroidal el cual tiene las siguientes características principales:

- Núcleo de hierro (permeabilidad magnética alta, aprox. 180,000.).
- $1000[\mu\text{H}]$ probado a $1[\text{kHz}] \pm 10\%$.
- $2.5[\text{A}]$ corriente máxima.
- $215[\text{m}\Omega]$ resistencia máxima del devanado.

5.2.2. Selección de componentes activos

En la selección de los componentes activos, como son los diodos y transistores, se utilizaron los que soportaran la tensión y corriente de operación con un margen de seguridad, que tuvieran las menores pérdidas posibles y que pudieran ser conseguidos de manera fácil.

Por lo tanto, los componentes activos que se utilizaron son los siguientes:

D1 DFLZ15

- Diodo Zener de $1[\text{W}]$, $V_{Z(nom)} = 15[\text{V}]$, $V_{Z(min)} = 13.8[\text{V}]$, $V_{Z(max)} = 15.6[\text{V}]$.
- $I_F = 200[\text{mA}]$.
- Impedancia Zener típica de $1[\Omega]$.
- Coeficiente de temperatura típico de $0.05[\%/^\circ\text{C}]$

D2 CMS06

- Diodo rectificador tipo Schottky.
- $I_F = 2[A]$.
- Tensión de caída máxima $V_{F(max)} = 0.37[V]$.
- Tensión inversa pico repetitivo: $V_{RRM} = 30[V]$

D3 DFSL1200

- Diodo rectificador tipo Schottky.
- $I_F = 1[A]$.
- Tensión de caída máxima $V_{F(max)} = 0.85[V]$.
- Tensión inversa máxima de $141[V_{RMS}]$.

D10 UHB20FCT

- Diodo de recuperación ultra rápida ($28[ns]$).
- Características de recuperación suaves.
- $I_F = 10[A]$.
- Tensión de caída máxima $V_{F(max)} = 0.83[V]$.
- Tensión inversa máxima de $300[V]$.
- Aproximadamente $1[W]$ de pérdidas.

Q1 y Q2 IRF740AS

- $V_{DS} = 400[V]$.
- $I_D = 10[A]$.
- Coeficiente de temperatura típico $V_{DS}/T_j = 0.45[V/°C]$
- Capacitancia de entrada $1030[pF]$.
- Capacitancia de salida $170[pF]$.
- $R_{DS} = 0.55[\Omega]$ con $V_{GS} = 10[V]$.

Q3 MMBTA92

- Transistor NPN de silicio.
- $V_{CE0} = 30[V_{C.D.}]$.
- $I_C = 600[mA_{C.D.}]$.
- $h_{fe} = 75$ a $I_C = 10[mA]$, $V_{CE} = 10[V_{C.D.}]$.

5.3. Cálculo de pérdidas en la fuente

A continuación se realiza el análisis de pérdidas en el sistema, pero sólo tomando en cuenta las pérdidas en el MOSFET, en el diodo de re-circulación y en el devanado del inductor. Solo se toman en cuenta estas pérdidas porque son las más importantes. Aunque las pérdidas en el núcleo son importantes, no se cuenta con las características magnéticas de este para realizar el cálculo de las pérdidas debidas a este.

El circuito simplificado de la fuente es:

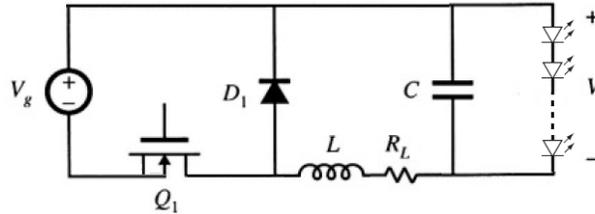


Figura 28. Circuito simplificado.

Cuando $0 \leq t < DT_s$ entonces $Q_1 = \text{encendido}$, entonces el circuito equivalente que tenemos es:

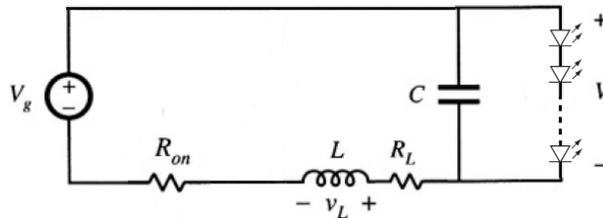


Figura 29. Circuito equivalente.

Por lo que tenemos:

$$V_L = V_g - I_L(R_{on} + R_L) - V \quad (5.1)$$

$$i_c = I_L - \frac{V}{R_{LED}} \quad (5.2)$$

Cuando $DT_s < t < T_s$ entonces $Q_1 = \text{apagado}, D_1 = \text{encendido}$, entonces el circuito equivalente que tenemos es:

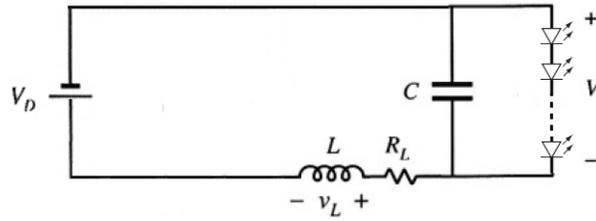


Figura 30. Nuevo circuito equivalente.

Por lo que tenemos:

$$V_L = -V_D - I_L R_L - V \quad (5.3)$$

$$i_c = I_L - \frac{V}{R_{LED}} \quad (5.4)$$

Tomando los valores promedio tenemos:

$$\langle V_L \rangle = 0 = (V_g - I_L(R_{on} + R_L) - V)D + (-V_D - I_L R_L - V)D' \quad (5.5)$$

$$\langle i_c \rangle = 0 = \left(I_L - \frac{V}{R_{LED}} \right) D + \left(I_L - \frac{V}{R_{LED}} \right) D' = I_L - \frac{V}{R_{LED}} \quad (5.6)$$

Sabemos que:

$$I_g - I_L D = 0 \quad (5.7)$$

Por lo tanto podemos obtener el siguiente circuito equivalente:

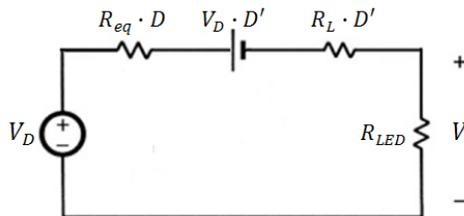


Figura 31. Circuito equivalente de pérdidas.

Donde $R_{eq} = R_{on} + R_L$.

De este circuito equivalente obtenemos que:

$$V = \frac{R_{LED}}{R_{LED} + R_{eq}D + R_L D'} (V_g D - V_D D') \quad (5.8)$$

$$V = V_g D \left(\frac{R_{LED}}{R_{LED} + R_{eq}D + R_L D'} \left(1 - \frac{V_D D'}{V_g D} \right) \right) \quad (5.9)$$

También sabemos que:

$$\eta = \frac{V}{V_g D} \quad (5.10)$$

Substituyendo (5.9) en (5.10):

$$\eta = \frac{R_{LED}}{R_{LED} + R_{eq}D + R_L D'} \left(1 - \frac{V_D D'}{V_g D} \right) \quad (5.11)$$

Finalmente podemos escribir:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{R_{eq}}{R_{LED}} D + \frac{R_L}{R_{LED}} D'} \left(1 - \frac{V_D D'}{V_g D} \right) \quad (5.12)$$

Ahora bien, tenemos los datos de los dispositivos semiconductores utilizados en la fuente y los valores de entrada y salida:

- $V = 78[V]$.
- $V_g = 127\sqrt{2} = 180[V]$.
- $V_D = 0.96[V]$.
- $D = 0.5$.
- $R_{LED} = 78[\Omega]$.
- $R_{on} = 0.55[\Omega]$.
- $R_L = 0.215[\Omega]$.
- $R_{eq} = R_{on} + R_L = 0.765[\Omega]$.

Substituyendo estos valores en la ecuación (5.12) obtenemos:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{R_{eq}}{R_{LED}} D + \frac{R_L}{R_{LED}} D'} \left(1 - \frac{V_D D'}{V_g D} \right) = \frac{1}{1 + \frac{0.765[\Omega]}{78[\Omega]} 0.5 + \frac{0.215[\Omega]}{78[\Omega]} 0.5} \left(1 - \frac{0.96[V] \cdot 0.5}{180[V] \cdot 0.5} \right)$$

$$\% \eta = 98.8\%$$

Sabemos que:

$$P_{loss} = (\eta - 1) P_{out} \quad (5.13)$$

La potencia de salida es $P_{out} = 78[W]$

Entonces:

$$P_{loss} = (0.988 - 1) 78[W] = -0.9[W]$$

El signo negativo nos indica que es potencia que se pierde. Por lo tanto, tenemos una pérdida teórica de $0.9[W]$ de potencia debido a la resistencia interna del MOSFET, la caída de potencial en el diodo de recirculación y en la resistencia del cobre del inductor.

5.4. Armado y presentación final de la fuente

A continuación se muestra la imagen del circuito impreso de la fuente ya armada (figura 32 a) y otros prototipos que no funcionaron adecuadamente (figura 32 b y c):

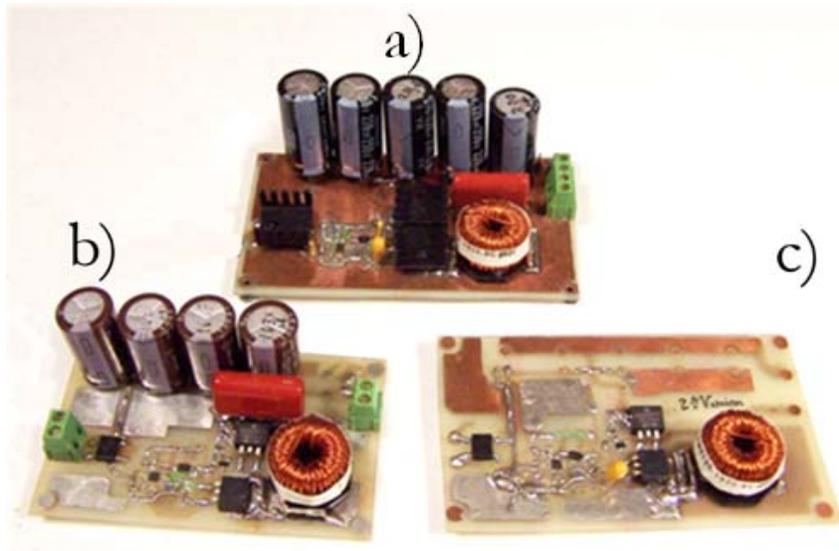


Figura 32. Prototipos de tarjetas impresas armadas de la fuente tipo buck. El prototipo final (a), y a los lados prototipos que no funcionaron correctamente (b) y (c).

Los circuitos prototipo no operaron de manera correcta debido a que no tenían una frecuencia de conmutación fija debido a que había interferencia en la señal de compuerta del MOSFET. En un segundo prototipo no se utilizaron los componentes adecuados por lo que se generaban inductancias parasitas las cuales afectaban el funcionamiento de la fuente, por lo que la corriente de salida era inferior a la que se diseñó. En un tercer prototipo, el circuito tardaba algunos segundos en llegar a su frecuencia de conmutación, por lo que la corriente de salida cambiaba abruptamente, lo cual hubiera generado un cambio abrupto a la intensidad lumínica de los LEDs.

Después de más de seis prototipos, de los cuales aprendimos de los errores cometidos en el diseño, se logró obtener el diseño óptimo el cual trabaja de manera correcta.

La siguiente imagen muestra la fuente completamente armada en su caja de aluminio:



Figura 33. Fuente tipo buck diseñada en su caja de aluminio, con su interruptor principal, porta fusible y toma corriente.

Se decidió colocar la fuente en una caja de aluminio para que también sirviera de disipador para los componentes semiconductores de la fuente. De esta manera tenemos rigidez mecánica para la fuente y un medio para disipar el calor. Es importante señalar que la caja de aluminio se construyó a partir de un perfil de aluminio tubular, lo cual reduce el precio de construcción.

5.5. Pruebas de la fuente de alimentación con carga resistiva

Para realizar las primeras pruebas de la fuente se utilizó un banco de resistencias de $78[\Omega]$. De esta forma logramos obtener una corriente de salida cercana a $1[A]$. Ahora bien, para obtener la información de entrada y de salida de la fuente se utilizó el osciloscopio Tektronix THS720P, el cual puede hacer el análisis de armónicas producidas por la fuente.

Formas de onda de la entrada de la fuente

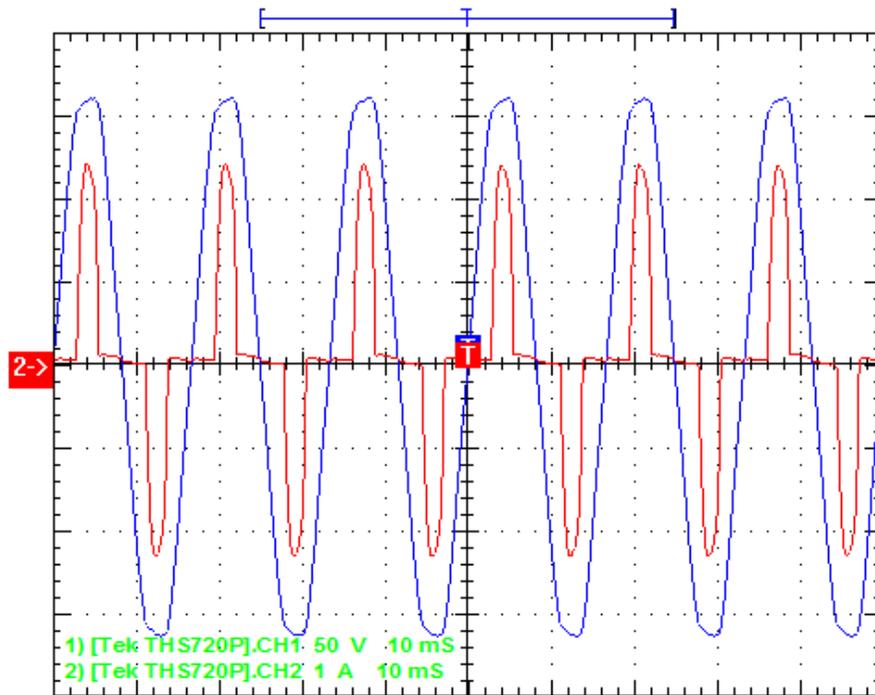


Figura 34. Formas de onda de la entrada de la fuente de alimentación con carga resistiva.

En Azul: Forma de onda de la tensión de entrada. $50[V/div]$ y $10[ms/div]$.

En Rojo: Forma de onda de la corriente de entrada. $1[A/div]$ y $10[ms/div]$.

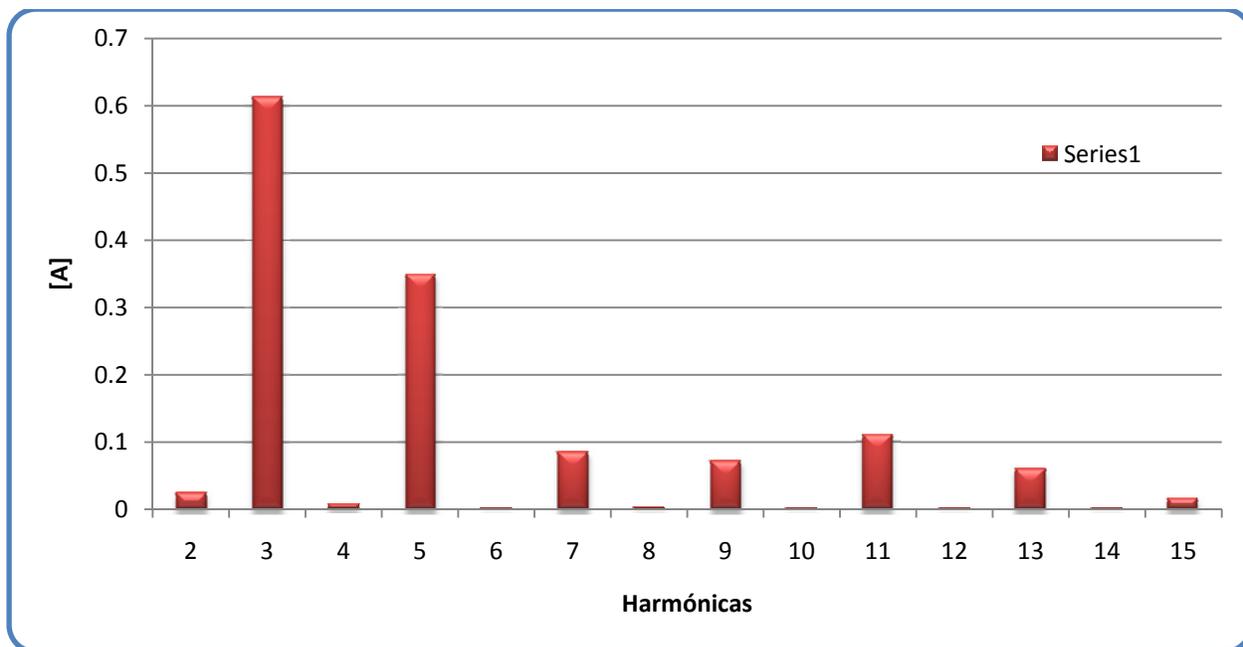


Figura 35. Amplitudes de las armónicas de la corriente de entrada de la fuente con carga resistiva.

La figura 35 muestra la amplitud en amperes de las armónicas de la corriente de entrada con una carga resistiva a la salida de la fuente. Se realizaron tres mediciones y se obtuvieron los siguientes datos:

	Medición 1	Medición 2	Medición 3	Promedio
Tensión de entrada [V_{RMS}]	120.64	119.36	120.08	120.03
Corriente de entrada [A_{RMS}]	1.0957	1.1069	1.1119	1.10
Potencia real de entrada [W]	95.152	92.246	97.314	94.90
Factor de potencia	0.719	0.698	0.728	0.715
THD ⁴ de la corriente	89.67%	96.72%	87.01%	91.13%

Tabla 2. Mediciones de la fuente de alimentación con carga resistiva.

⁴ THD por sus siglas en inglés, Total Harmonic Distortion (Distorsión Total Harmónica)

Se obtuvieron las siguientes formas de onda a la salida de la fuente:

Formas de onda de la salida de la fuente

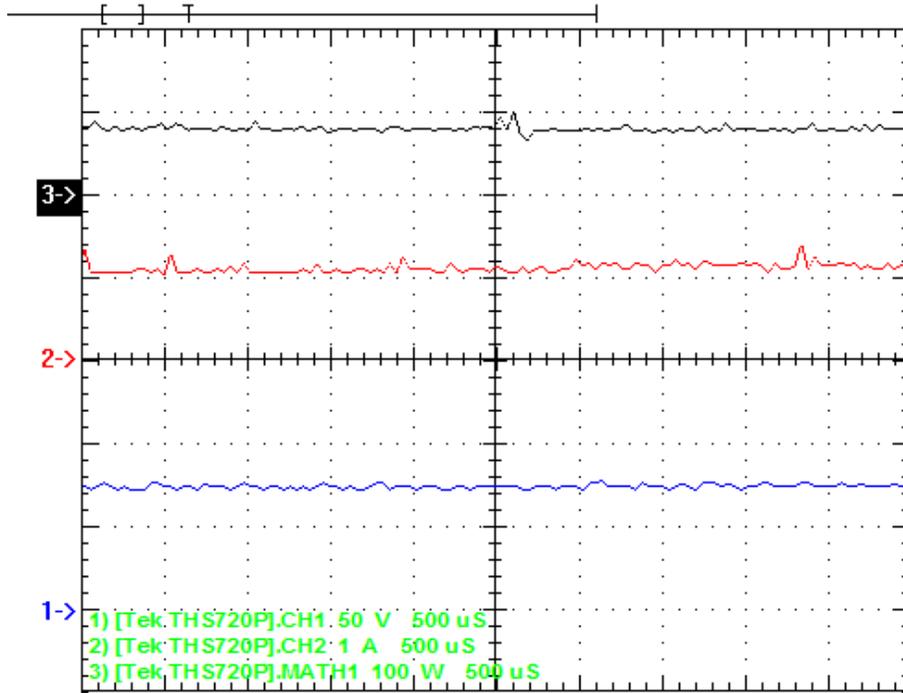


Figura 36. Forma de onda de la salida de la fuente de alimentación con carga resistiva.

Azul: Forma de onda de la tensión de salida (75[V]). 50[V/div] y 500[μs/div].

Rojo: Forma de onda de la corriente de salida (1.1[A]). 1[A/div] y 500[μs/div].

Negro: Forma de onda de la potencia de salida (80[W]). 100[W/div] y 500[μs/div].

Por lo tanto, tenemos que:

Potencia de entrada	94.9 [W]
Potencia de salida	80 [W]
Eficiencia	84.3%

Tabla 3. Eficiencia de la fuente de alimentación con carga resistiva.

5.6. Pruebas de la fuente de alimentación con carga de LEDs

Después de haber probado que la fuente se comportaba adecuadamente con una carga resistiva, se procedió a colocar la carga de LEDs la cual consta de dos series de 13 LEDs cada una colocadas en paralelo. Cada LED tiene una caída de tensión de 6[V] a una corriente de 500[mA].

Se obtuvieron los siguientes resultados:

Formas de onda de la entrada de la fuente

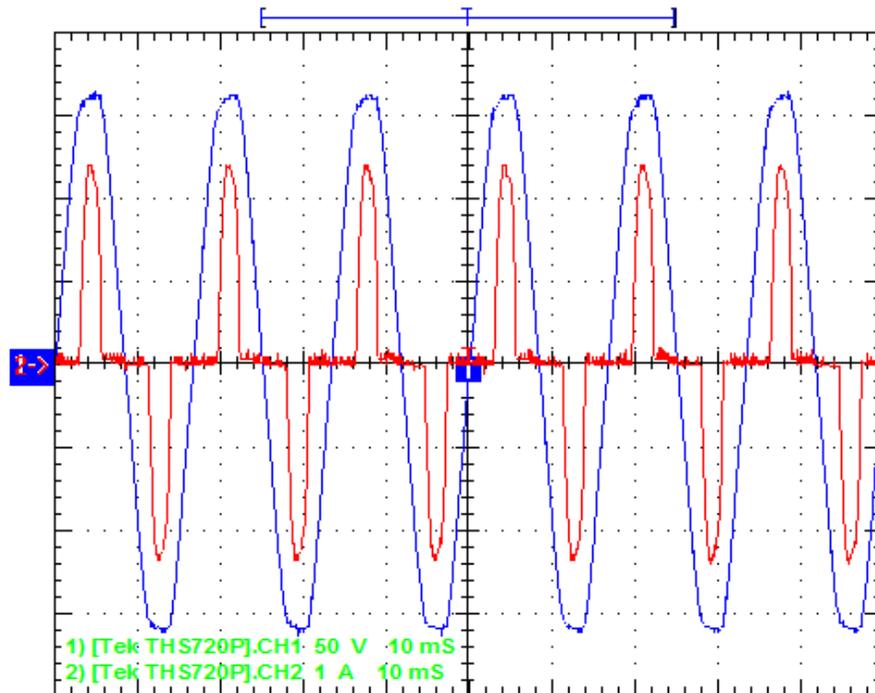


Figura 37. Formas de onda de la entrada de la fuente de alimentación con carga de LEDs.

Azul: Forma de onda de la tensión de entrada. 50[V/div] y 10[ms/div].

Rojo: Forma de onda de la corriente de entrada. 1[A/div] y 10[ms/div].

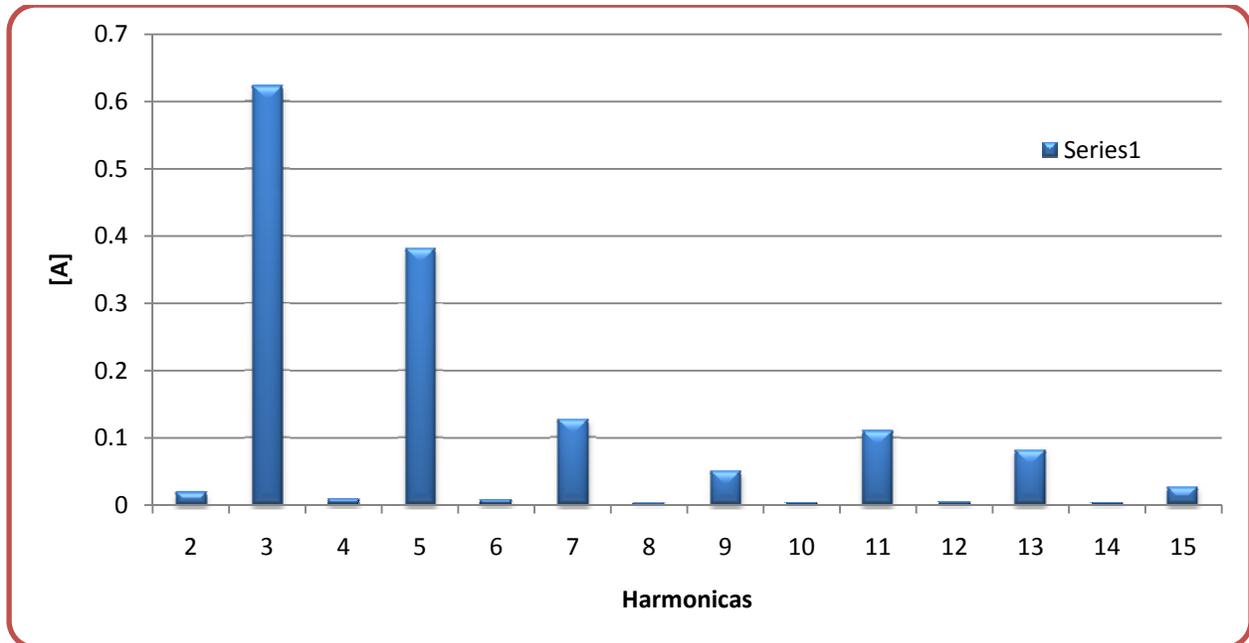


Figura 38. Amplitudes de las armónicas de la corriente de entrada de la fuente con carga de LEDs.

La figura 38 muestra la amplitud en amperes de las armónicas de la corriente de entrada con la carga de los LEDs que se van a utilizar en la salida de la fuente. Se realizaron cuatro mediciones obteniendo los siguientes datos:

	Medición 1	Medición 2	Medición 3	Medición 4	Promedio
Tensión de entrada [V_{RMS}]	121.08	121.8	121.64	119.64	121.04
Corriente de entrada [A_{RMS}]	1.0993	1.0967	1.0731	1.0662	1.0838
Potencia real de entrada [W]	93.705	92.109	91.927	90.62	92.09
Factor de potencia	0.703	0.689	0.704	0.710	0.702
THD ⁵ de la corriente	95.21%	98.76%	93.1%	89.77%	94.21%

Tabla 4. Mediciones de la fuente de alimentación con carga de LEDs.

⁵ THD por sus siglas en ingles Total Harmonic Distortion (Distorsión Harmónica Total)

Se obtuvieron las siguientes formas de onda a la salida de la fuente:

Formas de onda de la salida de la fuente

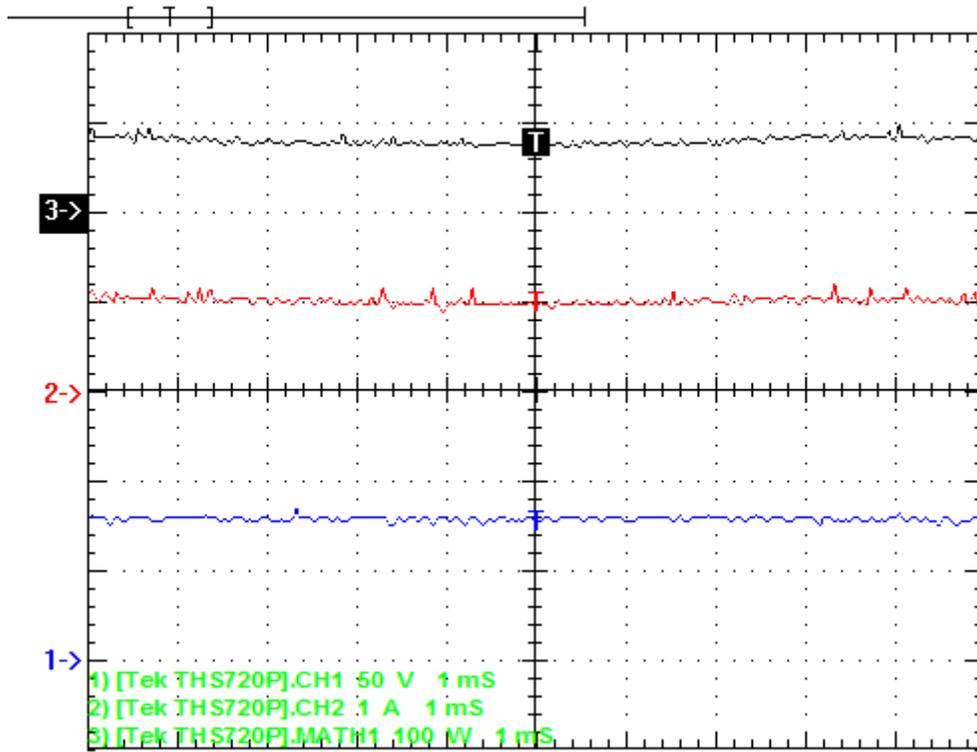


Figura 39. Forma de onda de la salida de la fuente de alimentación con carga de LEDs.

Azul: Forma de onda de la tensión de salida (77[V]). 50[V/div] y 1[ms/div].

Rojo: Forma de onda de la corriente de salida (1.05[A]). 1[A/div] y 1[ms/div].

Negro: Forma de onda de la potencia de salida (81[W]). 100[W/div] y 1[ms/div].

Por lo tanto, tenemos que:

Potencia de entrada	92.09 [W]
Potencia de salida	81 [W]
Eficiencia	86.9%

Tabla 5. Eficiencia de la fuente de alimentación con carga de LEDs.

Ahora bien, sabemos que las armónicas producidas por la fuente conmutada generan interferencia electromagnética (EMI). Para poder tener una mejor idea de la interferencia producida por nuestra fuente, hagamos el análisis armónico de una lámpara fluorescente compacta (CFL) también llamada “foco ahorrador”.

Para la CFL de 23[W] marca *Conserve Energy* tenemos:

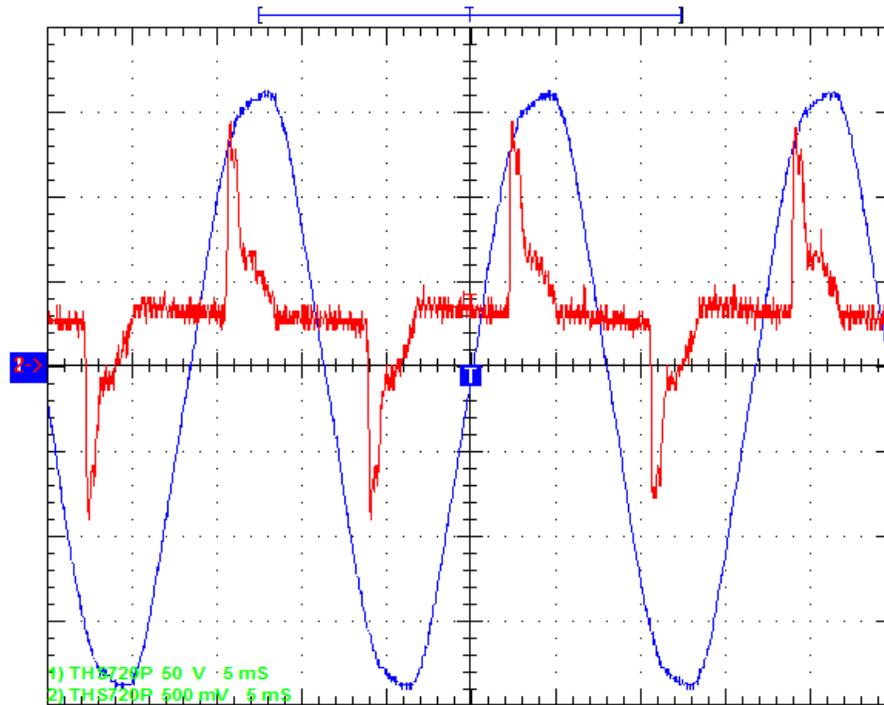


Figura 40. Formas de onda de la entrada de la CFL.

Azul: Forma de onda de la tensión de entrada. 50[V/div] y 5[ms/div].

Rojo: Forma de onda de la corriente de entrada. 500[mA/div] y 5[ms/div].

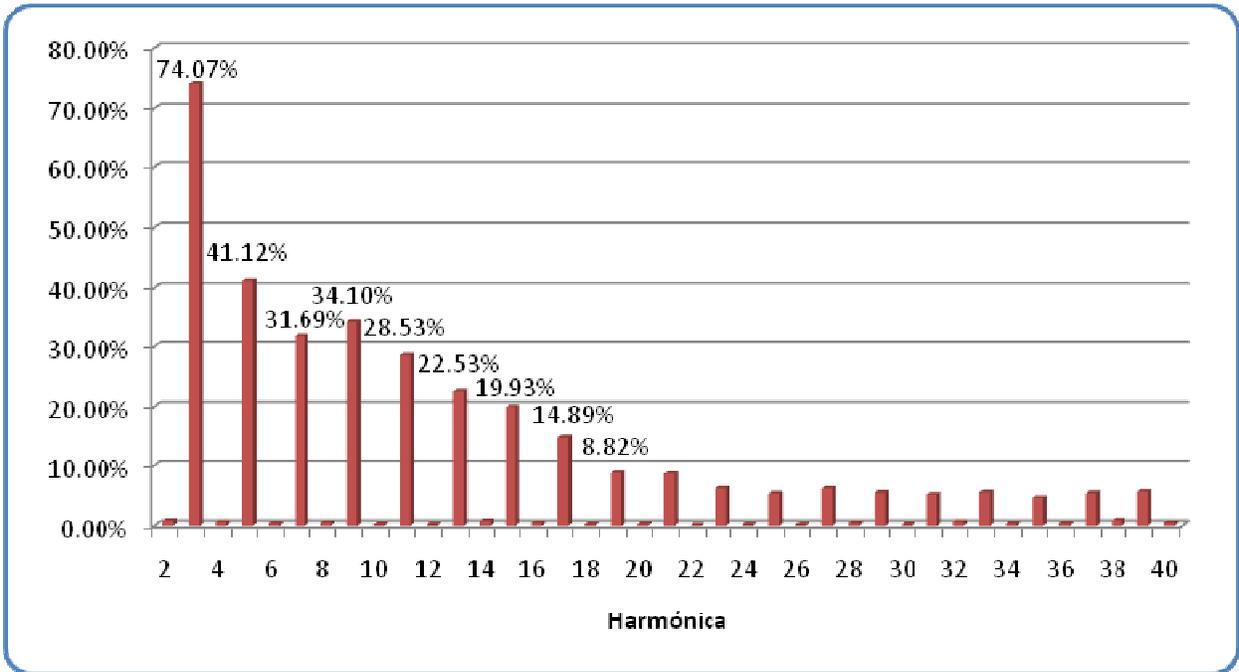


Figura 41. Magnitud de la armónica en porcentaje de la amplitud de la corriente fundamental de la CFL.

También se obtuvieron los siguientes datos:

THD de corriente	108.39%
Factor de potencia	0.607
Potencia real	26.46[W]

Tabla 6. Datos de la CLF.

Ahora bien, para nuestra fuente de alimentación de 78[W] tenemos:

Formas de onda de la entrada de la fuente

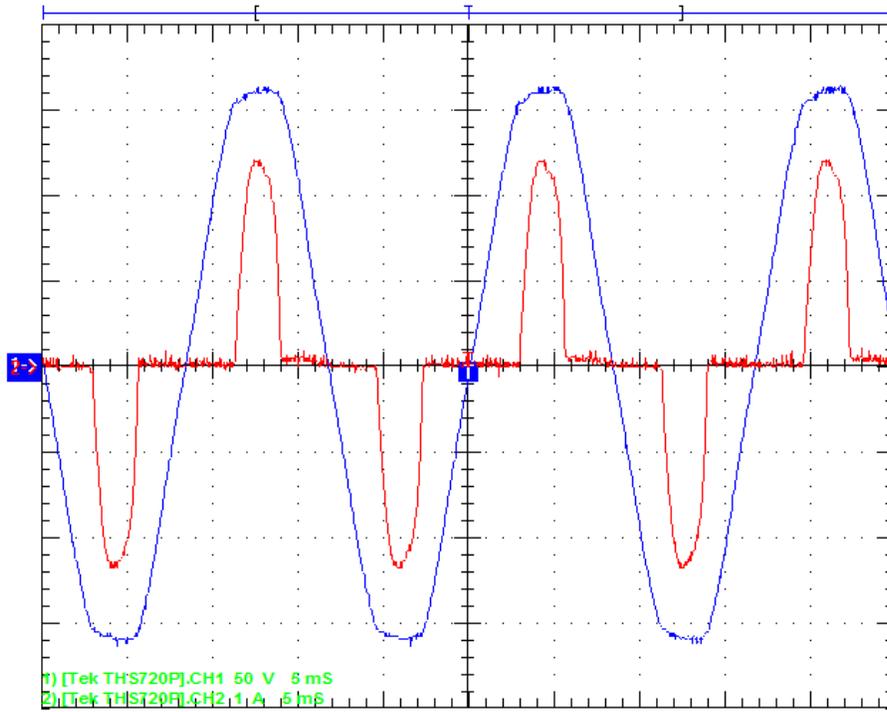


Figura 42. Formas de onda de la entrada de la fuente de alimentación de 78[W].

Azul: Forma de onda de la tensión de entrada. 50[V/div] y 5[ms/div].

Rojo: Forma de onda de la corriente de entrada. 1[A/div] y 5[ms/div].

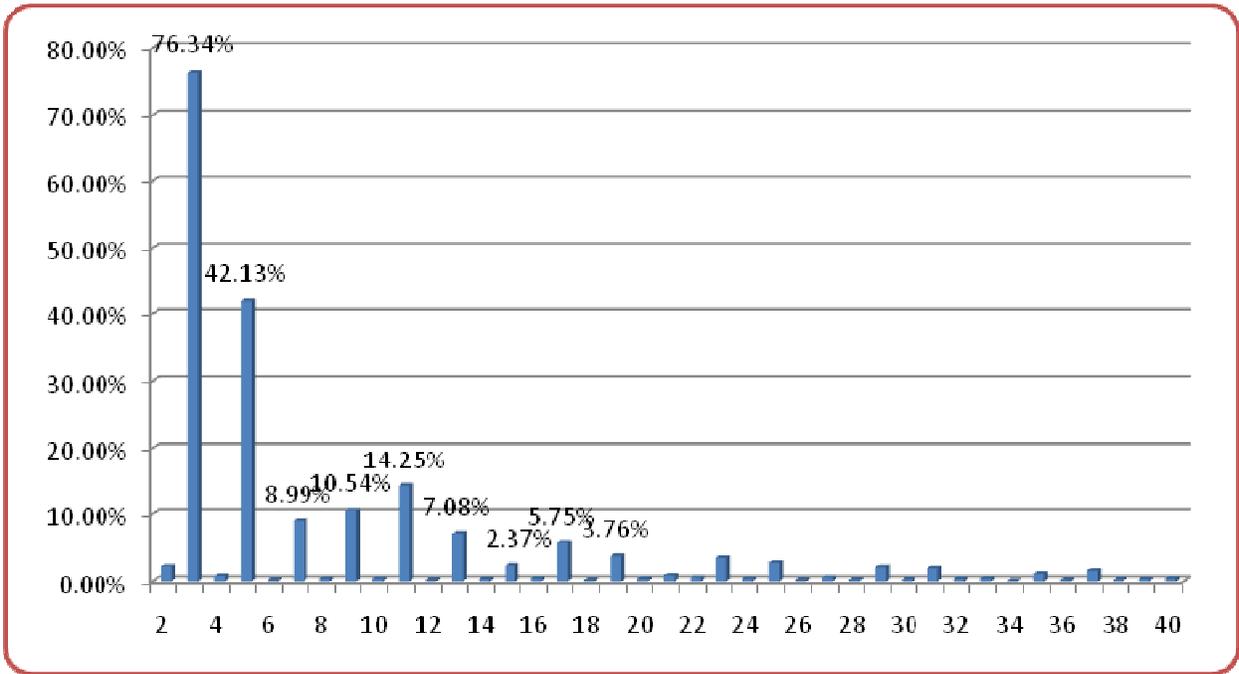


Figura 43. Magnitud de la armónica en porcentaje de la amplitud de la corriente fundamental de la fuente de alimentación para LEDs.

También se obtuvieron los siguientes datos:

THD de corriente	90.22%
Factor de potencia	0.71
Potencia real	90.62[W]

Tabla 7. Datos de la fuente de alimentación de 78[W].

Realizando la comparación de la THD de corriente y del factor de potencia entre la CFL y la fuente de alimentación para LEDs, podemos observar que la fuente tiene menor THD (ver figura 44) y mejor factor de potencia. Sin embargo, la norma IEC/EN 61000-3-2 limita las emisiones de armónicas en corriente de las fuentes de iluminación conectadas directamente a la alimentación de *corriente alterna*.

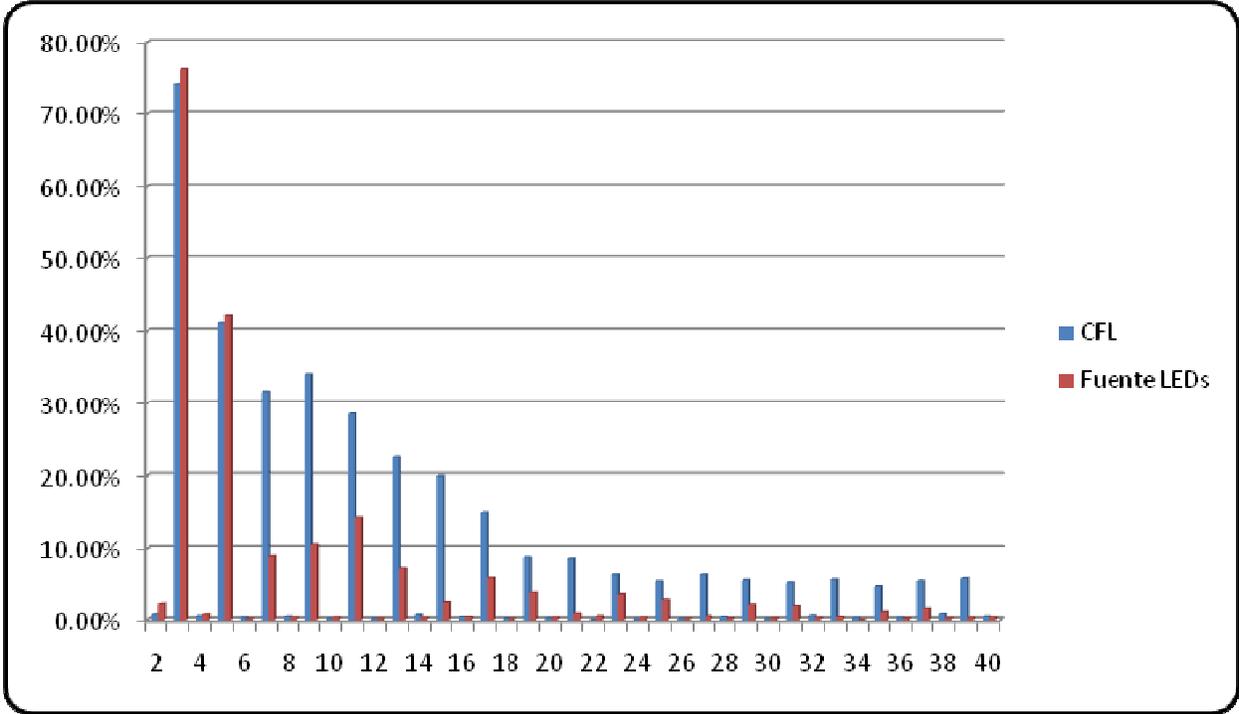


Figura 44. Comparación entre la magnitud de la armónica en porcentaje de la amplitud de la corriente fundamental de la CFL contra la fuente de alimentación para LEDs.

Los límites de emisión se muestran en la siguiente tabla:

# de armónica	Corriente máxima Clase C (porcentaje de la corriente fundamental)
2	2%
3	(30 × factor de potencia)%
4-40 (pares)	No especificado
5	10%
7	7%
9	5%
11-39 (impares)	3%

Tabla 8. Límites de corriente por armónica para la Clase C.

Podemos observar que nuestra fuente de alimentación no cumple con la norma para Clase C. Sin embargo, la THD es mucho menor comparada contra la CFL de 23[W]. Ahora bien, aunque las lámparas fluorescentes con balastro magnético tienen un contenido armónico bajo (THD 7-8%), su factor de potencia está entre 0.4 y 0.5. Por lo que nuestra fuente de alimentación tiene un mejor factor de potencia y su emisión de armónicos es menor que la de un “foco ahorrador” de 23[W].

Es importante señalar que la THD de nuestra fuente de alimentación sería menor y tendría un mejor factor de potencia si se hubiera implementado el circuito rellenador de valle, el cual es un corrector de factor de potencia pasivo. Si se hubiera implementado el circuito rellenador de valle la tensión de salida máxima sería la mitad de la tensión que se tiene actualmente (78[V]), lo cual significaría que el máximo número de LEDs BTWC50-TA que se podrían conectar en serie a la salida de la fuente sería solamente de 7. La decisión de no implementar el circuito rellenador de valle se debió a que lo que se busca es manejar el mayor número de LEDs con una sola fuente (obtener la mayor potencia de salida posible) para que el costo del cambio de las lámparas fluorescentes por lámparas de LEDs en el laboratorio de electrónica del CCADET fuera lo menor posible.

Sin embargo, para poder comercializar esta fuente de alimentación, será necesario realizar un nuevo diseño el cual cumpla con las normas y estándares de emisión EMI y THD.

6. Construcción de la lámpara

Debido a que uno de los objetivos es substituir las lámparas fluorescentes del laboratorio del CCADET, se decidió colocar la lámpara de LEDs en donde se encontraban dos lámparas fluorescentes como se muestra en la figura 45.



Figura 45. Lámpara de LEDs montada en lugar de las lámparas fluorescentes.

A uno de los arreglos de LEDs se le colocó un difusor de iluminación que se utiliza para los tubos de las lámparas fluorescentes y al otro arreglo no, como se muestra en la figura 46 y 47.



Figura 46. Arreglo de la izquierda sin difusor. Arreglo de la derecha con difusor.



Figura 47. Distribución de los LEDs sobre la lámina de aluminio. A la izquierda LEDs sin difusor y a la derecha con difusor.



Figura 48. Lámpara fluorescente substituida de cuatro tubos fluorescentes de 21[W] cada uno.

6.1. Montaje de los LEDs

Debido a que los LEDs de alta potencia también disipan energía en forma de calor. En este caso los LEDs BETOP BTWC50-TA disipan 2[W], por lo que es necesario montarlos en un disipador para que los LEDs no sobrepasen su temperatura de operación ni la temperatura de unión del semiconductor, y no disminuyan su tiempo de vida.

Es por esto que se colocaron los 13 LEDs de una serie en una lámina de aluminio cuadrada de 43[cm] por lado y la otra serie de 13 LEDs en otra lámina de aluminio de las mismas dimensiones. A continuación se encendió la lámpara y se dejó trabajando por más de 5 horas. Se midió la temperatura de las láminas de aluminio y se obtuvo que para la lámina sin difusor su temperatura fue de 53[°C] y de 58[°C] para la lámina con difusor. El incremento de la temperatura del sistema con difusor se debe a que no hay circulación de aire, y por lo tanto el sistema no se enfría tan fácilmente. Las temperaturas medidas en las láminas están por debajo de la temperatura de unión del LED, por lo que el tamaño de las láminas de aluminio es el indicado.

Ambos arreglos se colocaron en una disposición homogénea como se muestra en la figura 47. Esto fue con el objetivo de tener una iluminación homogénea. Los LEDs que se observan con mayor intensidad (que forman un cuadro en el centro) tienen lentes de 30° para que debajo de la lámpara se tenga una mayor intensidad lumínica.

6.2. Medición lumínica de la lámpara de LEDs

Para saber si la cantidad de LEDs es la suficiente para substituir a las lámparas fluorescentes se realizaron mediciones de la intensidad lumínica de la lámpara de LEDs. Las mediciones son las siguientes:

Posición	Intensidad lumínica a 1.9[m]
Bajo arreglo con difusor	380[lux]
Entre arreglo con difusor y arreglo sin difusor	490[lux]
Bajo arreglo sin difusor	523[lux]

Tabla 9. Mediciones intensidad lumínica de la lámpara de LEDs.

También se tomaron mediciones de las lámparas fluorescentes:

Posición	Intensidad lumínica a 1.9[m]
Bajo lámpara fluorescente	197[lux]
Entre dos lámparas fluorescentes	233[lux]

Tabla 10. Mediciones de intensidad lumínica de las lámparas fluorescentes.



Figura 49. Medición de la intensidad lumínica.

Podemos observar que la intensidad de la lámpara de LEDs es aproximadamente el doble de la intensidad de las lámparas fluorescentes. Por lo tanto la cantidad de LEDs utilizados es más que suficiente y se podría pensar en cambiar la distribución de los LEDs. Esto es, en lugar de colocar 13 LEDs en el lugar de una lámpara fluorescente, se podrían colocar la 7 LEDs, y así substituir 4 lámparas fluorescentes.

Debemos hacer notar que cada lámpara fluorescente consta de dos balastos magnéticos $2 \times 21[W]$ y de 4 tubos fluorescentes de $21[W]$ cada uno. Esto significa que cada lámpara consume aproximadamente $84[W]$, y dos de estas lámparas están siendo substituidas por un sistema de iluminación a base de LEDs que consume aproximadamente $95[W]$ y proporciona el doble de la intensidad lumínica.

Estas mediciones se obtuvieron utilizando un Luxómetro marca AEMC modelo CA813. Dicho luxómetro fue colocado dentro de una caja para poder medir únicamente la intensidad lumínica de la fuente de luz arriba de él.

7. Evaluación costo beneficio del cambio de las lámparas fluorescentes por el sistema de iluminación a base de LEDs propuesto

Para hacer una comparación de costos entre el uso de LEDs, lámparas incandescentes o lámparas fluorescentes consideramos una vida promedio de 80,000 horas de un LED. Asumiendo que un foco incandescente tiene una vida de 750 horas⁷, 100 focos proveen una expectativa de vida equivalente a la de un LED. Similarmente, usando una vida promedio de 7500 horas⁸ de una lámpara fluorescente resulta en la necesidad de 10 lámparas para alcanzar la expectativa de vida de un LED.

Para hacer la comparación de intensidad lumínica es necesario considerar que con una intensidad de alrededor de 590 lúmenes de una fuente de iluminación a base de LEDs, la iluminación es similar a la que da un foco incandescente de 100 watts y su reemplazo en lámpara fluorescente. Cada LED que se utilizará consumirá 3[W], cada uno tiene una intensidad lumínica promedio de 240 lúmenes, entonces se necesitan alrededor de 3 LEDs para obtener los 590 lúmenes. El costo de este LED es de \$4.6 dólares americanos. Al costo de los LEDs hay que sumarle el costo de la fuente de alimentación la cual tiene un costo de alrededor de \$60 dólares americanos.

Sin embargo, debido a que la fuente de alimentación para los LEDs es capaz de manejar aproximadamente 30 LEDs, entonces realizaremos la comparación de costos para 10 focos incandescentes y su equivalente en lámparas fluorescentes. Entonces, para substituir 10 focos incandescentes de 100 watts se utilizan 30 LEDs de 3 watts.

	Incandescente	Fluorescente	LED
Tiempo de vida (horas)	750	7500	80000
Numero de lámparas para 80000 horas de vida	1000	100	1
Costo de lámparas (dólares)	\$ 200.00	\$ 700.00	\$ 200.00
Watts consumidos	1000	200	105
Costo eléctrico (dólares)	\$ 8,000.00	\$ 1,600.00	\$ 840.00
Costo total (dólares)	\$ 8,200.00	\$ 2,300.00	\$ 1040.00

Tabla 11. Comparacion entre foco incandescente, CFL y lampara de LEDs

En la tabla anterior tenemos la siguiente información:

- *Tiempo de vida:* horas aproximadas de vida de cada tipo de lámpara.
- *Lámparas necesarias:* debido a que la lámpara de LEDs tiene una vida promedio de 80,000 horas, entonces se necesita cambiar 100 veces cada foco de 100 watts, esto es un total de 1000 focos incandescentes para tener operando 10 focos incandescentes las 80,000 horas. Similarmente, se necesita cambiar 10 veces cada lámpara fluorescente, esto es un total de 10 lámparas fluorescentes para tener operando 10 lámparas fluorescentes las 80,000 horas.

⁷ Held, Gilbert. Introduction to light emitting diode technology and applications. 2009. P.90

⁸ Ibíd.

- Costo de las lámparas: El costo unitario de los focos incandescentes se estima en \$0.20 dólares americanos, y el costo de una lámpara fluorescente compacta se estima en \$7.00 dólares americanos. El precio que se estima de la lámpara a base de LEDs considera el precio de los 30 LEDs y la fuente de corriente constante es de aproximadamente \$200.00 dólares americanos.
- Watts consumidos: Los focos incandescentes consumen 100 watts cada uno, por lo que para 10 focos incandescentes consumen 1000 watts. Las lámparas fluorescentes consumen 20 watts cada uno, por lo que 10 lámparas fluorescentes consumen 200 watts. La lámpara a base de LEDs tiene una eficiencia de alrededor del 85%, y cada LED consume 3 watts, por lo que la lámpara completa consume aproximadamente 105 watts.
- Costo eléctrico: Para obtener el costo de los watts consumidos en 80,000 horas multiplicamos el consumo en watts de cada tipo de lámpara por las 80,000 horas de vida, el resultado lo dividimos entre 1000 y lo multiplicamos por el precio del kWh (\$0.1/kWh⁹).
- Costo total: Es la suma del costo de la lámpara más el costo eléctrico.

Podemos observar que aunque tiene un costo inicial mayor, el sistema a base de LEDs ofrece un ahorro de energía mayor comparado con las otras lámparas y su costo para una vida de 80,000 horas es menor que el costo de las lámparas fluorescentes.

Es debido a esto que consideramos que este sistema provee un gran ahorro de energía, ahorro en el costo de mantenimiento debido a su tiempo de vida largo y es un sistema que no produce ningún tipo de contaminación al ambiental.

⁹ Precio en dólares americanos de un consumo domestico.

8. Conclusiones

Se lograron los objetivos de este trabajo, ya que se desarrolló un sistema de iluminación de bajo consumo eléctrico a base de LED:

- Se diseñó y construyó una fuente de alimentación conmutada con salida de corriente constante (1[A]) la cual es capaz de alimentar 26 LEDs BETOP BTWC50-TA de 5[W]. Esta fuente consume alrededor 92[W] de potencia a la entrada con una eficiencia del 87%, un factor de potencia de 0.7 y una distorsión armónica total en corriente de 94.1%, la cual es menor a la que genera una lámpara fluorescente compacta de 23[W].
- Se diseñó y construyó la lámpara de LEDs que substituyó a dos lámparas fluorescentes. Cada lámpara tiene cuatro tubos fluorescentes de 21[W], esto es 168[W] de las dos lampras. Con una lámpara de LEDs con difusor de 13 LEDs obtuvimos 380[lux] y con la lámpara fluorescente que se substituyó obtuvimos 197[lux] a la misma distancia de medición. Por lo tanto, observamos que obtenemos aproximadamente el doble de intensidad lumínica con la lámpara de LEDs, y ahorramos alrededor de 100[W] de potencia eléctrica si los balastos tiene una eficiencia del 75%¹⁰.

Obtenemos una eficiencia del 87%, sin embargo las pérdidas teóricas son menores a las pérdidas que se obtuvieron experimentalmente. Esto seguramente es debido a que hay pérdidas en el puente rectificador, en los componentes pasivos, en el núcleo del inductor y además hay una potencia consumida por el controlador.

Ahora bien, debemos hacer notar que aunque el circuito impreso se realizo de una manera artesanal, se logro obtener un circuito impreso de buena calidad. También se logró una frecuencia de conmutación de 86.2[kHz] (como se muestra en la figura 50), que comparada con la frecuencia calculada experimental de 87.14[kHz], solo tiene un 1% de error debido seguramente a las capacitancia parasitas inherentes del circuito impreso.

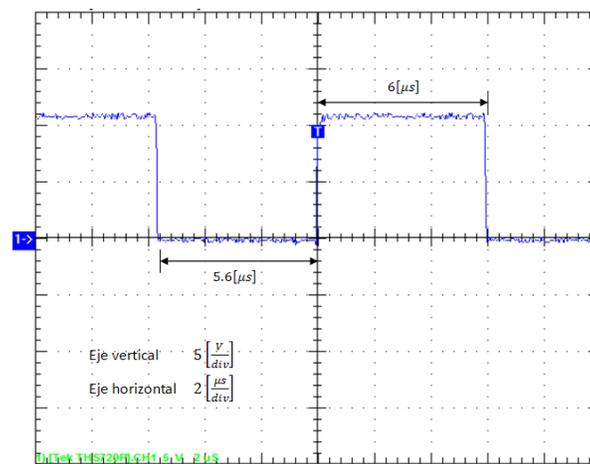


Figura 50. Forma de onda de la compuerta del MOSFET de conmutación.

¹⁰ http://lighting.lbl.gov/pdfs/52_Project_slides.pdf p.4

Sin embargo, con este circuito impreso no podemos asegurar el buen funcionamiento de la fuente a una frecuencia mayor de conmutación. Si mejoramos el circuito impreso, esto es tener pistas más cortas y un impreso multicapa, lograríamos disminuir las impedancias parasitas y tener más inmunidad a las interferencias electromagnéticas. De esta forma lograríamos mayores frecuencias de operación, lo cual significaría tener un circuito impreso más pequeño, con una mayor eficiencia y con un inductor más pequeño.

Además de la buena eficiencia que se alcanzó, también debemos hacer énfasis en que es una fuente que tiene protección contra corto circuito a la salida y apagado térmico, y además puede ser controlada la corriente de salida a través de un atenuador con triac comercial, lo cual es una característica que puede ser muy útil en laboratorios donde se necesite controlar la intensidad lumínica de la sala, o en auditorios donde se necesiten diferentes intensidades lumínicas.

Es por esto que consideramos que la fuente que se desarrollo es de buena calidad. Sin embargo, se pueden hacer mejoras, las cuales serian necesarias para que la fuente pueda ser comercializada. Por ejemplo, la fuente diseñada, debido a que se requería tener un máximo de potencia de salida (una tensión de salida de 78[V] con lo cual se conectan dos series de 13 LEDs BETOP BTWC50-TA en paralelo), no se le agrego el circuito rellenador de valle, el cual es un corrector de factor de potencia. Este corrector provocaría que la tensión máxima de salida fuera de alrededor de 40[V]. Por lo tanto el máximo número de LEDs en serie seria de 7, y solo podríamos substituir una lámpara en lugar de dos. Esto incrementaría el costo de la substitución de las lámparas fluorescentes. Sin embargo para que nuestra lámpara cumpla con la norma clase C, es necesario aumentar el factor de potencia, y de esta forma se tendría una fuente más profesional.

Estoy convencido de que este sistema de iluminación será de gran importancia en el futuro debido a que es necesario tener fuentes de iluminación cada vez más eficientes, que gasten menos energía, y de esta forma lograremos disminuir el consumo de energía eléctrica y de contaminación. Con este sistema de iluminación, que aunque es una inversión inicial un poco alta, se logrará un gran ahorro de energía y un ahorro en la facturación de consumo eléctrico de la universidad.

Apéndice 1. Descripción y Características del LM3445

Descripción general

El LM3445 es un controlador tipo buck de corriente constante de *corriente alterna a corriente directa* de tiempo de apagado constante y con un diseño para ser compatible con atenuadores con triac. El LM3445 provee una corriente constante para LEDs de alta potencia e incluye un decodificador para atenuador con triac. El decodificador del atenuador permite un amplio rango de atenuación del LED con un atenuador estándar con triac. Una característica muy importante de este controlador es la arquitectura que le permite trabajar a alta frecuencia, lo cual permite el uso de componentes pasivos pequeños como son los de montaje superficial. También incluye un circuito “bleeder” para asegurar la apropiada operación del triac permitiendo que fluya la corriente mientras la línea de tensión es baja para habilitar el apropiado disparo del triac.

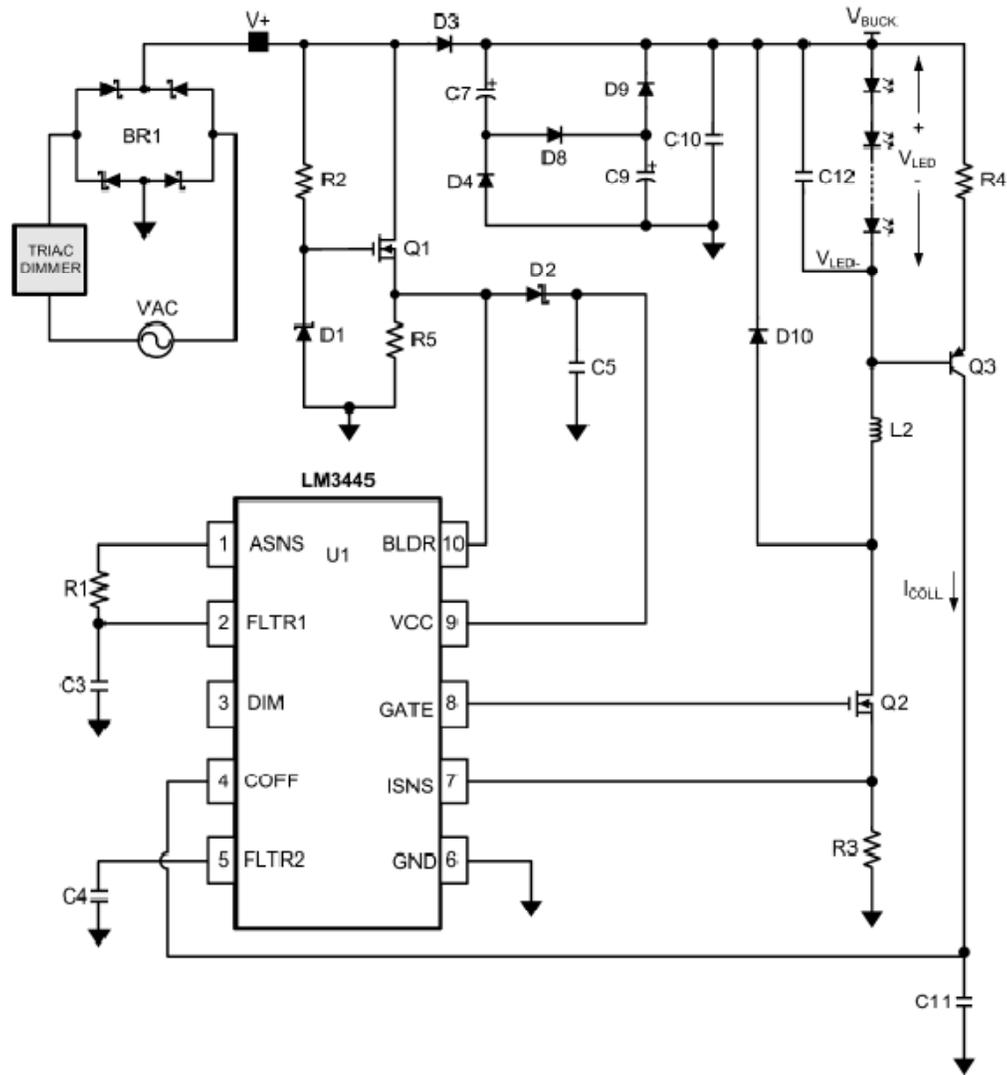


Figura 51. Diagrama general de una fuente tipo buck con el controlador LM3445.

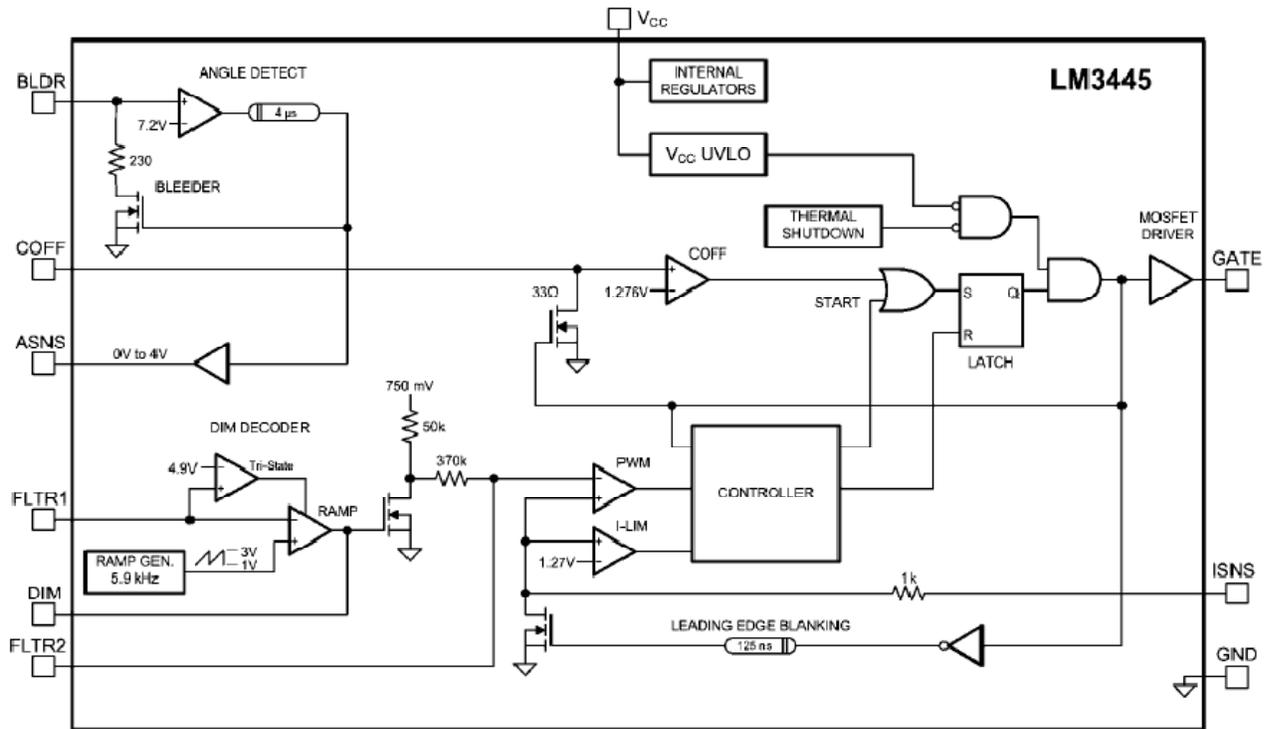


Figura 52. Diagrama de bloques interno simplificado del LM3445.

Descripción funcional

El LM3445 contiene la circuitería necesaria para construir un manejador de LEDs de corriente constante alimentado por la línea de tensión de *corriente alterna* cuya corriente de salida puede ser controlada con un atenuador con triac convencional (dimmer).

Descripción general de control de atenuación

En la figura 53 se muestra un circuito básico de atenuador con triac “controlado por fase”. El circuito que consiste en R1, R2 y C1 retrasa el encendido del triac hasta que la tensión en C1 alcanza la tensión de disparo del triac. Cuando se incrementa la resistencia del potenciómetro (cursor hacia abajo) se incrementa el retraso de encendido, lo cual disminuye el tiempo de encendido o “ángulo de conducción” del triac (θ). Esto reduce la potencia promedio liberada hacia la carga. Las formas de onda de la tensión para un simple atenuador con triac se muestran en la figura 54. La figura 54a muestra la senoide completa de la tensión de entrada. Incluso cuando se establece el máximo brillo, pocos atenuadores proveen el 100% de tiempo encendido, esto es, la senoide completa. La figura 54b muestra una forma de onda teórica de una atenuador. El tiempo de encendido es generalmente referido al “ángulo de conducción” y puede ser establecida en grados o radianes.

El tiempo apagado representa el retraso causado por el circuito RC que alimenta al triac. El tiempo en apagado referido al “ángulo de disparo” es simplemente $180^\circ - \theta$.

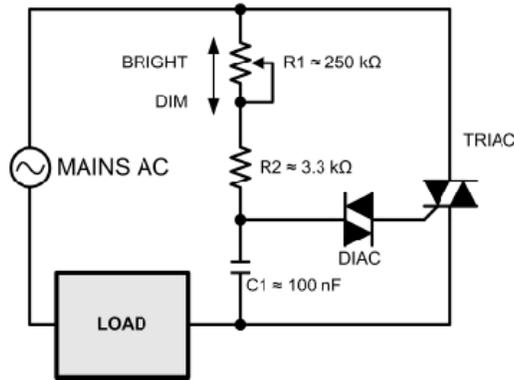


Figura 53. Atenuador básico con triac.

La figura 54c muestra una forma de onda de la llamada atenuación de fase inversa, algunas veces referida a un atenuador electrónico. Debido a que el LM3445 ha sido diseñado para evaluar el tiempo relativo en encendido y, en consecuencia, controla la corriente de LED, la mayoría de los atenuadores controlados por fase, ambas fases hacia adelante y en inversa, pueden ser usados exitosamente.

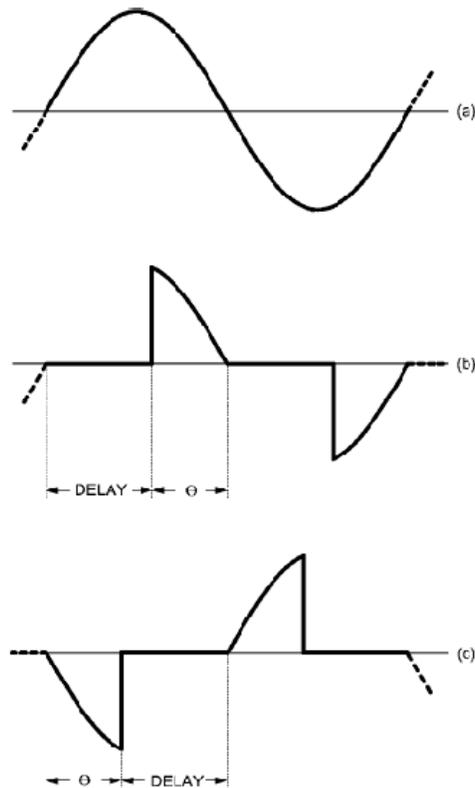


Figura 54. Tensión de la línea de entrada y formas de onda del atenuador.

Detección de la forma de onda rectificada del triac

El puente rectificador, BR1, convierte la tensión de la línea (red eléctrica de *corriente alterna*) en una serie de lóbulos positivos como se muestra en la figura 55b. La figura 55a muestra una forma de onda típica después de pasar por el diodo D3.

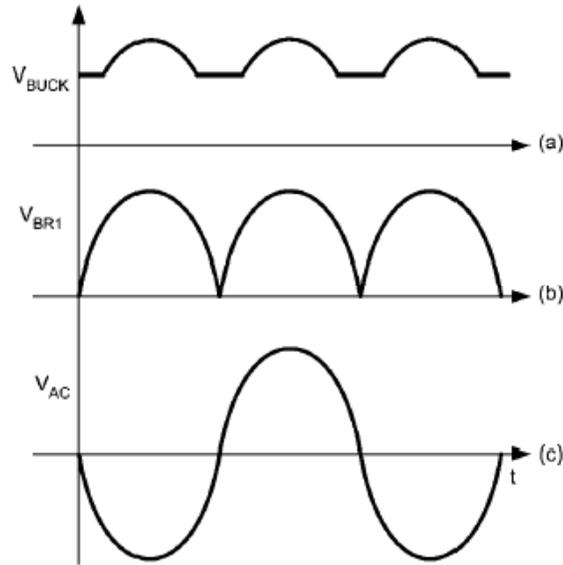


Figura 55 Formas de onda después del puente rectificador sin atenuador

La figura 56c y 56b muestran las formas de onda típicas de la tensión de un atenuador de triac antes y después del puente rectificador. La figura 56a muestra una forma de onda típica de la tensión del atenuador con triac después del diodo D3.

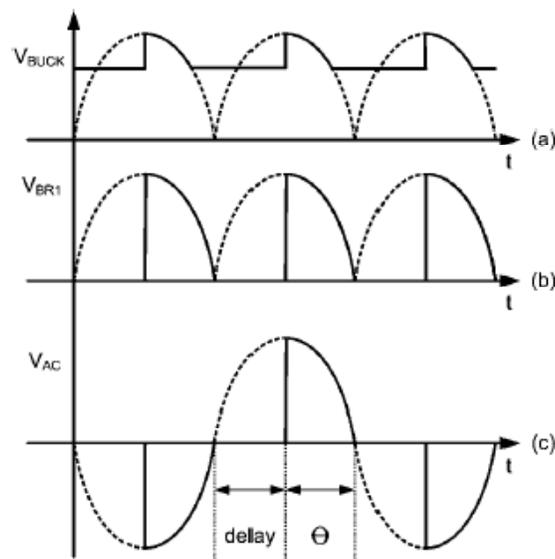


Figura 56 Formas de onda después del puente rectificador con atenuador

Circuitería del LM3445 para la detección de línea de *corriente alterna*

Un regulador externo (R2, D1 y Q1) traduce la tensión de línea rectificada a un nivel que puede ser detectada por el pin BLDR (10) del LM3445. Típicamente D1 es un diodo Zener de 15[V] que fuerza al transistor Q1 a estar apagado la mayor parte de la tensión de línea rectificada. Al no tener capacitancia en la fuente (source) de Q1, permite que la tensión en el pin BLDR aumente y caiga con la tensión de la línea rectificada tal como la tensión de la línea cae por debajo de la tensión del zener D1.

Una red diodo-capacitor (D2, C5) es usada para mantener la tensión en el pin VCC mientras la tensión en el pin BLDR disminuye. Esto provee la tensión de alimentación para la operación de LM3445. El resistor R5 es usado para descargar cualquier capacitancia parásita en el nodo BLDR y pueda ser usado para proveer la corriente necesaria de retención para el atenuador cuando opera con bajas corrientes de salida.

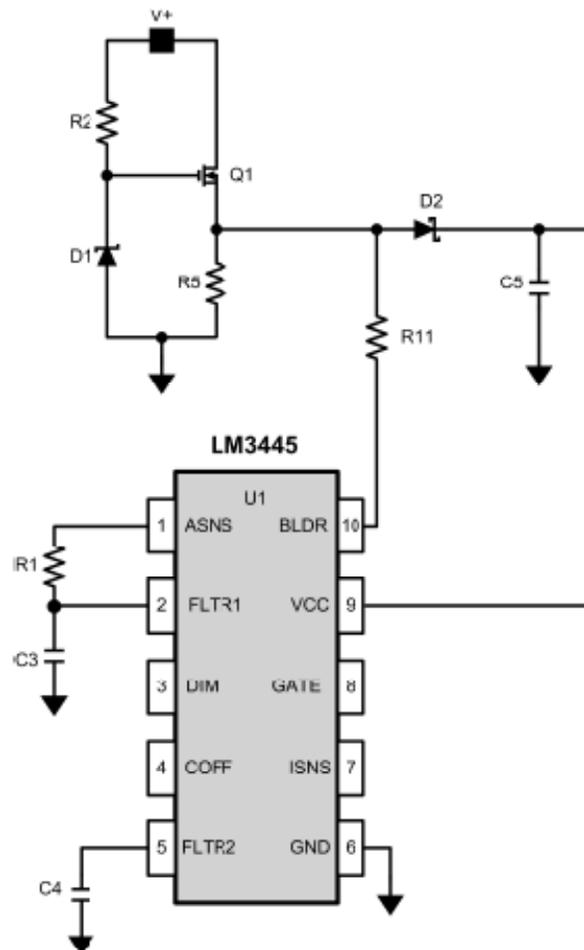


Figura 57. Circuito de detección de la línea de *corriente alterna* del LM3445.

Resistor de retención de corriente del triac.

Para emular un foco incandescente (esencialmente un resistor) con cualquier manejador de LED, el triac existente requerirá una pequeña cantidad de corriente de retención a través del ciclo de la línea de *corriente alterna*. Un resistor externo (R5) necesita ser colocado en la fuente (source) de Q1 a tierra (GND) para realizar esta función. La mayoría de los atenuadores con triac solamente requieren unos pocos miliamperes de corriente de retención en ellos. El valor del resistor R5 dependerá de:

- Qué tipo de triac se usará con el LM3445
- Cuántas lámparas estarán conectadas al triac

Con un sólo circuito LM3445 en un atenuador con triac, será requerido un resistor de retención de entre $3[k\Omega]$ y $5[k\Omega]$. Conforme el número de circuitos con LM3445 se agreguen a un solo atenuador, el resistor de mantenimiento R5 puede ser incrementado. Algunos atenuadores con triac requieren un resistor bajo de alrededor de $1[k\Omega]$, o menos, para un solo circuito LM3445. El cambio será rendimiento contra eficiencia. Si se incrementa el valor del resistor de retención R5, la eficiencia por LM3445 también se incrementará. En este caso, para obtener la máxima eficiencia se coloca un resistor de $5[k\Omega]$.

Detección de ángulo

El circuito de detección de ángulo usa un comparador con una tensión de umbral fija de $7.2 [V]$ para monitorear el pin BLDR y determinar si el triac está encendido o apagado. La salida del comparador maneja el buffer (seguidor) ASNS y también controla el circuito de descarga (BLEEDER). Se usa un retraso en la línea de $4[\mu s]$ en la salida para filtrar el ruido que pudiera estar presente en esta señal. La salida del circuito detector de ángulo es limitado de un recorrido de $0 [V]$ a $4.0 [V]$ por un seguidor y se presenta en el pin ASNS. R1 y C3 componen un filtro paso bajas con un ancho de banda en el orden de $1.0 [Hz]$. El circuito detector de ángulo y su filtro producen un nivel de *corriente directa* que corresponde al ciclo de trabajo (relativo en tiempo) del atenuador con triac. Como resultado, el LM3445 trabaja igualmente bien con líneas de tensión de $50[Hz]$ o $60[Hz]$.

Circuito de descarga (bleeder)

Mientras el pin BLDR está por debajo de la tensión de umbral de $7.21 [V]$, el circuito de descarga (bleeder) MOSFET está como una pequeña carga ($230[\Omega]$) conectada en serie con el regulador de paso. Esta carga adicional es necesaria para completar el circuito a través del atenuador con triac de tal forma que el circuito de retraso del atenuador pueda operar correctamente. Por encima de $7.21 [V]$, el resistor de descarga es removido para incrementar la eficiencia.

Pin FLTR1

El pin FLTR1 tiene dos funciones. Normalmente, es alimentado por ASNS a través de los componentes del filtro R1 y C3, y maneja el decodificador de atenuación (dim). Sin embargo, si el pin FLTR1 está atado por debajo de 4.9 [V] (típicamente), por ejemplo, a VCC, el comparador de rampa está en el tercer estado, deshabilitando el decodificador de atenuación.

Decodificador de atenuación

El generador de rampa produce un diente de sierra de 5.85 [kHz] con un mínimo de 1.0 [V] y un máximo de 3.0 [V]. La señal filtrada ASNS entra al pin FLTR1 donde es comparada contra la salida del generador de rampa. La salida del comparador de rampa tendrá un tiempo encendido que es inversamente proporcional al nivel de tensión promedio del pin FLTR1. Sin embargo, mientras la señal FLTR1 puede variar entre 0[V] y 4[V] (el límite del pin ASNS), y el generador de rampa sólo varía entre 1.0 [V] y 3.0 [V], la salida del comparador de rampa estará encendida continuamente de $V_{FLTR1} < 1.0[V]$ y apagando continuamente para $V_{FLTR1} > 3.0[V]$. Esto permite un rango de decodificación de 45° a 135° para proveer un rango de atenuación de 0-100%.

La salida del comparador de rampa maneja dos MOSFET canal N con fuente (source) común a través de un Schmitt trigger y el pin DIM. El drenaje (drain) del MOSFET es elevado a 750[mV] por un resistor de 50[kΩ]. Debido a que el MOSFET invierte la salida del comparador de rampa, la tensión de drenaje (drain) es proporcional al ciclo de trabajo de la tensión de la red que viene a través del triac del atenuador. La amplitud del generador de la rampa causa una proporcionalidad de “límite duro” para ciclos de trabajo arriba del 75% y debajo del 25%.

Después, la señal de drenaje (drain) del MOSFET pasa a través de un filtro RC compuesto por un resistor interno de 370 [kΩ] y un capacitor externo en el pin FLTR2. Este forma un segundo filtro paso bajas para una mayor reducción de rizo en esta señal, la cual es usada como una referencia por el comparador de PWM. Este filtro RC es generalmente puesto en 10 [Hz] la frecuencia de corte.

El efecto de la red es que la salida del decodificador del atenuador (dim) es una tensión de corriente directa cuya amplitud varía de cerca de 0 [V] a 750 [mV] como el ciclo de trabajo del atenuador varía de 25% a 75%. Esto corresponde a los ángulos de conducción de 45° a 135°, respectivamente. La tensión de salida del decodificador de atenuación controla directamente la corriente pico que va a ser entregada por Q2 durante su tiempo encendido.

Como el triac dispara más allá de 135°, el decodificador de atenuación no seguirá controlando la atenuación. En este punto los LEDs se atenúan gradualmente por una de las siguientes razones:

- La tensión en V_{BUCK} decreció y el convertidor buck se queda sin tensión de alimentación mínima y causa que la corriente de LED disminuya conforme V_{BUCK} disminuya.
- El tiempo de encendido mínimo es alcanzado y fija el ciclo de trabajo. Por lo tanto, reduce la tensión de V_{BUCK} .

La tensión de la atenuación con el decodificador de atenuación a la tensión mínima de operación o tiempo de encendido mínimo de atenuación es similar. La corriente de LED desde carga completa puede ser tan baja como 0.5 [mA] puede ser fácilmente alcanzada.

Convertidor Buck

El LM3445 es un controlador buck que usa un método de tiempo de apagado constante para mantener la corriente constante a través de una cadena de LEDs. Mientras el transistor Q2 esta encendido, la corriente sube por el inductor y la cadena de LEDs. Un resistor R3 detecta esta corriente y es comparada con la referencia en FLTR2. Cuando esta tensión detectada es igual a la tensión de referencia, el transistor Q2 es apagado y el diodo D10 conduce la corriente por el inductor y la cadena de LEDs. El capacitor C12 elimina la mayor parte del rizo de corriente visto por el inductor. El resistor R4, el capacitor C11 y el transistor Q3 dan una rampa de corriente lineal que establece el tiempo apagado constante para una tensión de salida deseada.

Descripción general del control de tiempo apagado constante

La relación de conversión de un convertidor buck está definido como:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = t_{on} \cdot f_{sw} \quad (A.1)$$

La arquitectura de tiempo apagado constante opera simplemente definiendo al tiempo de apagado y permitiendo el tiempo de encendido, y por lo tanto la frecuencia de conmutación varía por el cambio en V_{in} o V_o . La tensión de salida es igual a la tensión de salida de la cadena de LEDs (V_{LED}), y no debe de cambiar significativamente para una operación dada.

La tensión de entrada o V_{BUCK} en este análisis variará conforme varíe la tensión de la red de entrada. La duración del tiempo de encendido es determinado comparando la corriente del inductor detectada por un resistor contra una tensión de referencia. Durante el tiempo encendido denotado por t_{on} , el interruptor MOSFET Q2 está encendido, causando que la corriente del inductor se incremente. Durante el tiempo encendido, la corriente fluye de V_{BUCK} , por los LEDs, L2 y Q2, y, finalmente, a través de R3 a tierra. En algún punto en el tiempo, la corriente del inductor alcanza un máximo (I_{L2-PK}) determinado por la tensión detectada en R3 y el pin ISNS. Esta tensión detectada por R3 es comparada contra la tensión de salida del decodificador de atenuación, FLTR2, y en este punto Q2 es apagado por el controlador.

Durante el periodo de tiempo apagado denotado por t_{off} , la corriente por L continúa fluyendo por los LEDs a través de D10.

Apagado térmico

El apagado térmico limita la disipación total de potencia apagando el interruptor de salida cuando la temperatura de juntura del circuito integrado excede 165 [°C]. Después de que el apagado térmico ocurre, el interruptor de salida no se enciende hasta que la temperatura de unión cae aproximadamente a 145 [°C].

Apéndice 2. Cálculos y diseño de la fuente

Determinación del ciclo de trabajo (D)

El ciclo de trabajo (D) es aproximadamente igual a:

$$\frac{V_{LED}}{V_{BUCK}} = D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = t_{on} \cdot f_{sw} \quad (A.2)$$

Considerando la eficiencia:

$$\frac{1}{\eta} \cdot \frac{V_{LED}}{V_{BUCK}} = D \quad (A.3)$$

Por facilidad, se selecciona una eficiencia entre 75% y 90%.

Cálculo del tiempo apagado

El “tiempo apagado” del LM3445 es establecido por el diseñador y se mantiene constante tanto como la tensión de la pila de LEDs se mantenga constante. El cálculo del tiempo apagado es el primer paso para la determinación de la frecuencia de conmutación del convertidor, lo cual es fundamental en la determinación de los valores de algunos componentes externos.

El transistor PNP Q3, el resistor R4, y la tensión de la cadena de LEDs definen una corriente de carga del capacitor C11. Una corriente constante en el capacitor crea características de carga lineal.

$$i = c \frac{dV}{dt} \quad (A.4)$$

El resistor R4, el capacitor C11 y la corriente a través del resistor R4 (i_{COLL}), que es aproximadamente igual a $V_{LED}/R4$, esta fija. Por lo tanto, dV esta fijo y lineal, y dt (t_{off}) puede ser ahora calculado:

$$t_{off} = C11(1.276[V]) \left(\frac{R4}{V_{LED}} \right) \quad (A.5)$$

Las siguientes ecuaciones para determinar el ciclo de trabajo y frecuencia de conmutación son comunes para cualquier convertidor buck:

$$f_{sw} = \frac{1}{t_{off} + t_{on}} \quad (A.6)$$

$$D = \frac{t_{on}}{t_{off} + t_{on}} = \frac{V_{LED}}{V_{BUCK}} \quad (A.7)$$

$$D' = \frac{t_{off}}{t_{off} + t_{on}} \quad (A.8)$$

Por lo tanto:

$$f_{sw} = \frac{D}{t_{on}} \quad (A.9)$$

O bien:

$$f_{sw} = \frac{1 - D}{t_{off}} \quad (A.10)$$

Tomando en cuenta la eficiencia del convertidor:

$$\frac{V_{LED}}{V_{BUCK}} = \eta \cdot D \quad (A.11)$$

Sustituyendo la ecuación y reacomodando:

$$f_{sw} = \frac{1 - \left(\frac{1}{\eta} \cdot \frac{V_{LED}}{V_{BUCK}}\right)}{t_{off}} \quad (A.12)$$

El tiempo apagado y la frecuencia de conmutación ahora pueden ser calculados usando las ecuaciones anteriores.

Estableciendo la frecuencia de conmutación

La selección de la frecuencia de conmutación para condiciones de operación normal se basa en el equilibrio entre eficiencia (mejor a baja frecuencia) y el costo/tamaño (pequeño a altas frecuencias). La tensión de entrada al convertidor buck (V_{BUCK}) cambia con las variaciones en la línea y sobre el curso de cada medio ciclo de la tensión de la línea de entrada. La tensión a través de la cadena de LEDs, sin embargo, se mantendrá constante y por lo tanto el tiempo apagado se mantiene constante.

El tiempo encendido, y por lo tanto la frecuencia de conmutación, variarán de la misma manera en que la tensión V_{BUCK} cambie con la tensión de línea. Un buen diseño práctico es escoger una frecuencia de conmutación nominal deseada, conociendo que la frecuencia de conmutación decrecerá tanto como la tensión de la línea caiga y se incremente como la tensión de la línea.

El tiempo apagado del LM3445 puede ser programado para rangos de frecuencia de conmutación desde 30[kHz] a más de 1[MHz]. Un balance entre eficiencia y tamaño de la solución debe ser considerado al diseñar una aplicación con el LM3445. La frecuencia máxima de conmutación alcanzable está limitado solo por el tiempo mínimo encendido requerido (200[ns]).

En el peor caso el tiempo de encendido mínimo es cuando V_{BUCK} está en su tensión máxima (línea de la red de *corriente alterna* alta) y la tensión de la cadena de LEDs (V_{LED}) está en su valor mínimo.

$$t_{on(min)} = \left(\frac{1}{\eta} \cdot \frac{V_{LED(min)}}{V_{BUCK(max)}} \right) \frac{1}{f_{sw}} \quad (A.13)$$

La tensión máxima vista por el convertidor buck es:

$$V_{BUCK(max)} = V_{CA-RMS(max)} \cdot \sqrt{2} \quad (A.14)$$

Selección del inductor

La arquitectura de tiempo apagado controlado del LM3445 regula la corriente promedio a través del inductor (L) y, por lo tanto, la corriente a través de la cadena de LEDs. La tensión de entrada en el convertidor buck (V_{BUCK}) cambia con las variaciones de la línea y sobre el curso de cada medio ciclo de la tensión de línea de entrada. La tensión a través de la cadena de LEDs es relativamente constante y, por consecuencia, la corriente por R4 es constante. Esta corriente establece el tiempo apagado del convertidor y por ello el producto de salida volt-segundo ($V_{BUCK} \cdot t_{off}$) se mantiene constante. Un producto constante volt-segundo hace posible mantener el rizo a través del inductor constante tanto como varíe la tensión V_{BUCK} .

La ecuación para un inductor ideal es:

$$V = L \frac{di}{dt} \quad (A.15)$$

Teniendo un valor de inductor fijo, L , esta ecuación establece que el cambio de la corriente del inductor en el tiempo es proporcional a la tensión aplicada en el inductor.

Durante el tiempo encendido, la tensión aplicada en el inductor es:

$$V_L(t_{on}) = V_{BUCK} - (V_{LED} + V_{DS(Q2)} + I_{L2} \cdot R3) \quad (A.16)$$

Como la tensión a través del interruptor MOSFET (Q2) es relativamente pequeña, como es la tensión que pasa por el resistor R3 de detección, podemos simplificar esto a aproximadamente:

$$V_L(t_{on}) = V_{BUCK} - V_{LED} \quad (A.17)$$

El valor de $V_{L(t_{off})}$ será relativamente constante, porque la tensión de la pila de LEDs se mantendrá constante. Si reescribimos la ecuación para un inductor, insertando lo que sabemos del circuito en el tiempo apagado, tenemos que:

$$V_{L(t_{off})} = V_{LED} = L \frac{2\Delta i}{\Delta t} \quad (\text{A.18})$$

Colocamos $2\Delta i$ debido a que Δi es el pico de rizo, y el rizo pico a pico es $2\Delta i$.

$$V_{L(t_{off})} = V_{LED} = L \frac{(I_{max} - I_{min})}{\Delta t} \quad (\text{A.19})$$

Reacomodamos estas ecuaciones y tenemos:

$$2\Delta i \cong t_{off} \frac{V_{LED}}{L} \quad (\text{A.20})$$

De la ecuación anterior podemos observar que la corriente de rizo ($2\Delta i$) es proporcional al tiempo apagado (t_{off}) multiplicado por una tensión que está denotada por V_{LED} y dividida por una constante (L).

Estas ecuaciones pueden reacomodarse para calcular el valor deseado para el inductor L .

$$L \cong t_{OFF} \frac{V_{LED}}{2\Delta i} \quad (\text{A.21})$$

Donde:

$$t_{OFF} = \frac{1 - \left(\frac{1}{\eta} \cdot \frac{V_{LED}}{V_{BUCK}}\right)}{f_{sw}} \quad (\text{A.22})$$

Finalmente:

$$L = \frac{V_{LED} \cdot \left(1 - \left(\frac{1}{\eta} \cdot \frac{V_{LED}}{V_{BUCK}}\right)\right)}{2\Delta i \cdot f_{sw}} \quad (\text{A.23})$$

Estableciendo la corriente del LED

El lazo de control de tiempo apagado constante del LM3445 regula la corriente del inductor (I_{L2}). La corriente promedio del inductor iguala la corriente promedio de LED (I_{AVE}). Por lo tanto la tensión promedio de LED es regulada con la regulación de corriente pico del inductor.

Conociendo la corriente de LED promedio deseada, I_{AVE} , y el rizo de corriente nominal del inductor, $2\Delta i_L$, la corriente pico para una aplicación, trabajando en modo continuo de conducción (CCM), está definida por:

$$I_{L2-PK} = I_{AVE} + \Delta i_L \quad (A.24)$$

La corriente máxima o “sin atenuación” es:

$$I_{AVE(UNDIM)} = I_{L2-PK(UNDIM)} - \Delta i_L \quad (A.25)$$

Es importante hacer este cálculo porque la corriente pico multiplicado por la resistencia de detección R3 determinará cuándo el comparador interno estará deshabilitado. El comparador interno apaga al MOSFET de control una vez que el pico de tensión detectado alcanza $750[mV]$.

$$I_{L-PK(UNDIM)} = \frac{750[mV]}{R3} \quad (A.26)$$

Limite de corriente

Bajo circunstancias normales, la tensión de caída en el comparador del PWM puede ser menor o igual a $750 [mV]$, dependiendo de la cantidad de atenuación. Sin embargo, si hay un circuito corto o una carga excesiva en la salida, mayor que la corriente de conmutación normal causará una tensión arriba de $1.27 [V]$ en el pin ISNS, lo cual deshabilitará el comparador I-LIM. Este restablecerá el cerrojo (latch) RS, apagando Q2. También se inhabilitará al generador de pulso de inicio y el comparador COFF manteniéndolo en bajo. Un circuito de retraso evitará el inicio de otro ciclo por $180[\mu s]$.

Determinación del máximo número permitido de LEDs conectados en serie

El LM3445 es un manejador de LEDs fuera de línea con topología buck. Una topología de convertidor buck requiere que la tensión de entrada (V_{BUCK}) del circuito de salida debe ser mayor que la tensión de la pila de LEDs (V_{LED}) para una regulación apropiada. Se debe determinar cuál será la tensión mínima observada por el convertidor buck antes de que se pueda determinar el número de LEDs permitidos.

Se tiene que determinar dos variables para obtener esto:

- Tensión de operación de la línea de *corriente alterna*. Ésta es usualmente de 90 a 135 [$V_{C.A.}$] para Norte América.
- Cuántas etapas del circuito rellenador de valle son implementados (1, 2 o 3).

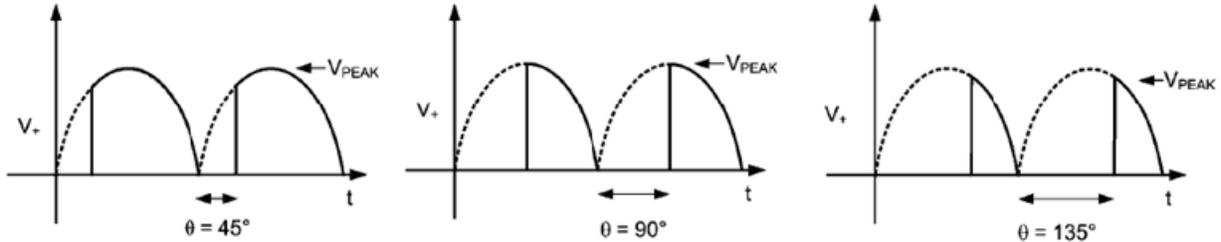


Figura 58. Alimentación de *corriente alterna* con varios ángulos de disparo.

La figura 58 muestra tres formas de onda de un atenuador con triac. Se puede fácilmente observar que la tensión pico (V_{peak}) de 0° a 90° será siempre:

$$V_{C.A.-RMS-PK} \cdot \sqrt{2} \quad (A.27)$$

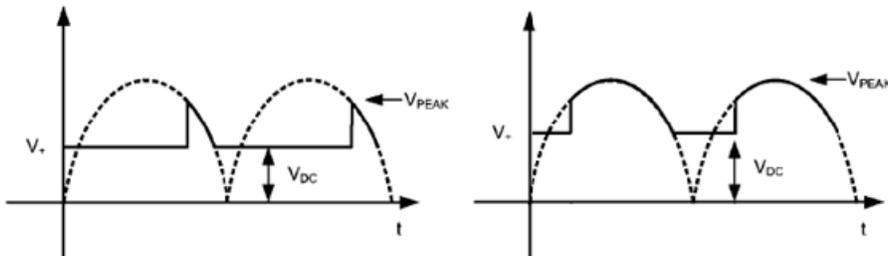


Figura 59. Formas de onda de V_{BUCK} con varios ángulos de disparo.

Una vez que el triac es disparado en un ángulo mayor que 90° la tensión pico será menor o igual a:

$$V_{C.A.-RMS-PK} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta) \quad (A.28)$$

La tensión en V_{BUCK} con una o dos etapas en el circuito rellenador de valle se verá similar a la forma de onda de la figura 59. El propósito del circuito rellenador de valle es permitir al convertidor buck tomar potencia que no sea de la línea de *corriente alterna* cuando la tensión de la línea es mayor que su tensión pico dividido por el número de etapas del circuito rellenador de valle. Durante este tiempo, los capacitores del circuito rellenador de valle ($C7$ y $C8$) son cargados al pico de tensión de la línea de *corriente alterna*. Una vez que la línea cae por abajo del pico dividido entre dos, los dos capacitores son puestos en paralelo y entregan potencia al convertidor buck.

Ahora podemos observar que si el pico de tensión de *corriente alterna* de la línea es disminuido debido a variaciones en la tensión de la línea, o si el disparo del triac a un ángulo arriba de 90°, la tensión de corrimiento de *corriente directa* ($V_{C.D.}$) disminuirá. $V_{C.D.}$ es el valor más bajo que la tensión V_{BUCK} podrá tener.

$$V_{BUCK(MIN)} = \frac{V_{C.A.-RMS(MIN)} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta)}{\# \text{ de etapas}} \quad (\text{A.29})$$

Para determinar el número de LEDs que pueden ser manejados, tomamos la tensión mínima que el convertidor buck verá y lo dividimos entre el peor caso de tensión de caída de un solo LED.

Capacitor de salida

Un capacitor colocado en paralelo al arreglo de LEDs puede ser usado para reducir el rizo de corriente de los LEDs, mientras mantienen la misma corriente promedio a través del inductor y el arreglo de LEDs. En la topología buck, el inductor de salida (L) puede ser disminuido haciendo el núcleo más pequeño y económico. Con un convertidor bien diseñado, se puede asumir que todo el rizo será visto por el capacitor y no por los LEDs. Debemos asegurarnos de que el capacitor que se seleccione pueda manejar la corriente RMS del inductor.

MOSFET de conmutación

El MOSFET de conmutación principal debe ser seleccionado teniendo en cuenta la eficiencia y la robustez del sistema. La tensión máxima a través del MOSFET de conmutación será igual a:

$$V_{DS(MAX)} = V_{C.A.-RMS(MAX)} \cdot \sqrt{2} \quad (\text{A.30})$$

La corriente promedio soportada debe ser mayor que:

$$I_{DS-MAX} = I_{LED(AVE)} \cdot D_{MAX} \quad (\text{A.31})$$

Diodo de re-circulación

El convertidor tipo buck requiere un diodo de recirculación D10 para llevar la corriente del inductor durante el tiempo de apagado del MOSFET Q2. La elección más eficiente de D10 es un diodo con una caída baja de tensión, tiempo de recuperación en polarización inversa cerca de cero, y que pueda resistir una tensión inversa de una tensión máxima V_{BUCK} . Para una línea de tensión de entrada de $110[V_{C.A.}] \pm 20\%$ la tensión inversa puede ser tan alta como 190[V].

$$V_D \geq V_{C.A.-RMS(MAX)} \cdot \sqrt{2} \quad (\text{A.32})$$

La corriente soportada debe ser por lo menos de:

$$I_D = 1 - (D_{MAX} \cdot I_{LED (AVE)}) \quad (A.33)$$

Que es idéntico a:

$$I_D = \left(1 - \frac{V_{LED (MIN)}}{V_{BUCK (MAX)}}\right) \cdot I_{LED (AVE)} \quad (A.34)$$

Apéndice 3. Hojas de especificaciones.

Controlador LM3445



February 19, 2010

LM3445

Triac Dimmable Offline LED Driver

General Description

The LM3445 is an adaptive constant off-time AC/DC buck (step-down) constant current controller designed to be compatible with triac dimmers. The LM3445 provides a constant current for illuminating high power LEDs and includes a triac dim decoder. The dim decoder allows wide range LED dimming using standard triac dimmers. The high frequency capable architecture allows the use of small external passive components. The LM3445 includes a bleeder circuit to ensure proper triac operation by allowing current flow while the line voltage is low to enable proper firing of the triac. A passive PFC circuit ensures good power factor by drawing current directly from the line for most of the cycle, and provides a constant positive voltage to the buck regulator. Additional features include thermal shutdown, current limit and V_{CC} under-voltage lockout.

Features

- Triac dim decoder circuit for LED dimming
- Application voltage range $80V_{AC} - 277V_{AC}$
- Capable of controlling LED currents greater than 1A
- Adjustable switching frequency
- Low quiescent current
- Adaptive programmable off-time allows for constant ripple current
- Thermal shutdown
- No 120Hz flicker
- Low profile 10 pin MSOP Package or 14 pin SOIC
- Patent pending drive architecture

Applications

- Retro Fit Triac Dimming
- Solid State Lighting
- Industrial and Commercial Lighting
- Residential Lighting

Typical LM3445 LED Driver Application Circuit

30060301

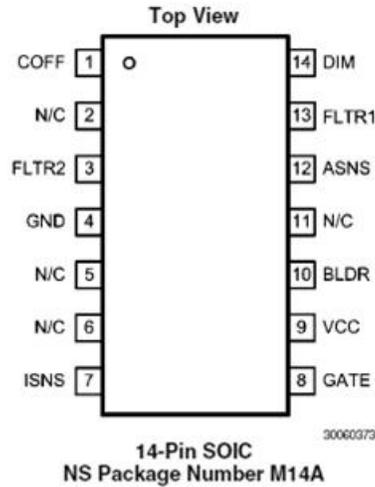
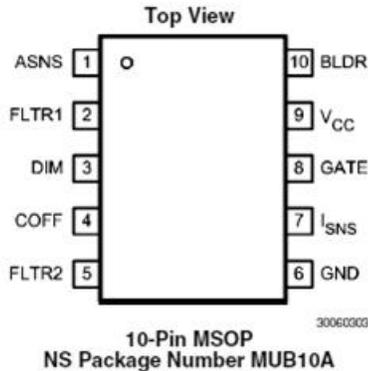
Line Voltage (V _{AC})	Efficiency (%) - 14 Series LEDs	Efficiency (%) - 10 Series LEDs
90	~90.0	~85.0
100	~89.5	~84.5
110	~89.0	~84.0
120	~88.5	~83.5
130	~88.0	~83.0
140	~87.5	~82.5

30060305

© 2010 National Semiconductor Corporation 300603

www.national.com

Connection Diagrams



Ordering Information

Order Number	Spec.	Package Type	NSC Package Drawing	Top Mark	Supplied As
LM3445MM	NOPB	MSOP-10	MUB10A	SULB	1000 Units, Tape and Reel
LM3445MMX	NOPB	MSOP-10	MUB10A	SULB	3500 Units, Tape and Reel
LM3445M	NOPB	SOIC-14L	M14A	LM3445M	55 Units, Rail
LM3445MX	NOPB	SOIC-14L	M14A	LM3445M	2500 Units, Tape and Reel

Pin Descriptions

SOIC	MSOP	Name	Description
12	1	ASNS	PWM output of the triac dim decoder circuit. Outputs a 0 to 4V PWM signal with a duty cycle proportional to the triac dimmer on-time.
13	2	FLTR1	First filter input. The 120Hz PWM signal from ASNS is filtered to a DC signal and compared to a 1 to 3V, 5.85 kHz ramp to generate a higher frequency PWM signal with a duty cycle proportional to the triac dimmer firing angle. Pull above 4.9V (typical) to tri-state DIM.
14	3	DIM	Input/output dual function dim pin. This pin can be driven with an external PWM signal to dim the LEDs. It may also be used as an output signal and connected to the DIM pin of other LM3497 or LED drivers to dim multiple LED circuits simultaneously.
1	4	COFF	OFF time setting pin. A user set current and capacitor connected from the output to this pin sets the constant OFF time of the switching controller.
3	5	FLTR2	Second filter input. A capacitor tied to this pin filters the PWM dimming signal to supply a DC voltage to control the LED current. Could also be used as an analog dimming input.
4	6	GND	Circuit ground connection.
7	7	ISNS	LED current sense pin. Connect a resistor from main switching MOSFET source, ISNS to GND to set the maximum LED current.
8	8	GATE	Power MOSFET driver pin. This output provides the gate drive for the power switching MOSFET of the buck controller.
9	9	V _{CC}	Input voltage pin. This pin provides the power for the internal control circuitry and gate driver.
10	10	BLDR	Bleeder pin. Provides the input signal to the angle detect circuitry as well as a current path through a switched 230Ω resistor to ensure proper firing of the triac dimmer.
2,5,6,11	-	N/C	No Connect

Absolute Maximum Ratings *(Note 1)*

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

BLDR to GND	-0.3V to +17V
V _{CC} , GATE, FLTR1 to GND	-0.3V to +14V
ISNS to GND	-0.3V to +2.5V
ASNS, DIM, FLTR2, COFF to GND	-0.3V to +7.0V
COFF Input Current	100mA
Continuous Power Dissipation	Internally Limited

(Note 2)

ESD Susceptibility

HBM <i>(Note 3)</i>	2 kV
Junction Temperature (T _{J-MAX})	150°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Maximum Lead Temp. Range (Soldering)	260°C

Operating Conditions

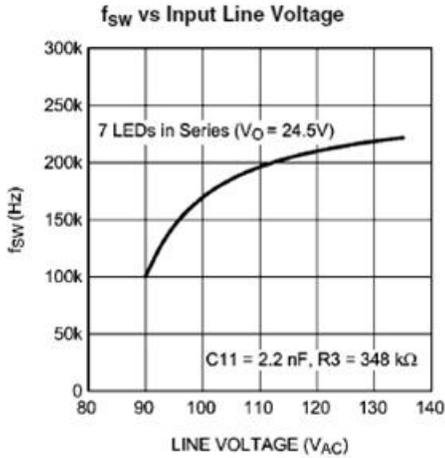
V _{CC}	8.0V to 12V
Junction Temperature	-40°C to +125°C

Electrical Characteristics Limits in standard type face are for T_J = 25°C and those with **boldface type** apply over the full **Operating Temperature Range** (T_J = -40°C to +125°C). Minimum and Maximum limits are guaranteed through test, design, or statistical correlation. Typical values represent the most likely parametric norm at T_J = +25°C, and are provided for reference purposes only.

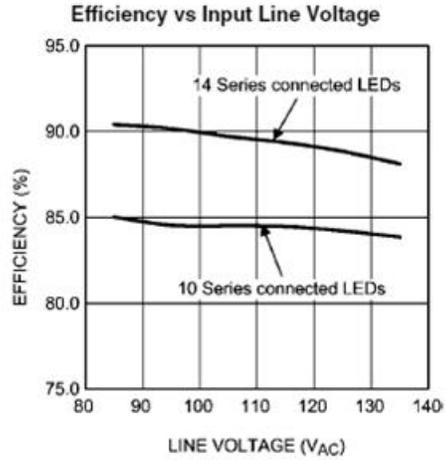
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
BLEEDER						
R _{BLDR}	Bleeder resistance to GND	I _{BLDR} = 10mA		230	325	Ω
V_{CC} SUPPLY						
I _{VCC}	Operating supply current			2.00	2.85	mA
V _{CC-UVLO}	Rising threshold			7.4	7.7	V
	Falling threshold		6.0	6.4		
	Hysteresis			1		
COFF						
V _{COFF}	Time out threshold		1.225	1.276	1.327	V
R _{COFF}	Off timer sinking impedance			33	60	Ω
t _{COFF}	Restart timer			180		μs
CURRENT LIMIT						
V _{ISNS}	ISNS limit threshold		1.174	1.269	1.364	V
t _{ISNS}	Leading edge blanking time			125		ns
	Current limit reset delay			180		μs
	ISNS limit to GATE delay	ISNS = 0 to 1.75V step		33		ns
INTERNAL PWM RAMP						
f _{RAMP}	Frequency			5.85		kHz
V _{RAMP}	Valley voltage		0.96	1.00	1.04	V
	Peak voltage		2.85	3.00	3.08	
D _{RAMP}	Maximum duty cycle		96.5	98.0		%
DIM DECODER						
t _{ANG_DET}	Angle detect rising threshold	Observed on BLDR pin	6.79	7.21	7.81	V
V _{ASNS}	ASNS filter delay			4		μs
	ASNS VMAX		3.85	4.00	4.15	V
I _{ASNS}	ASNS drive capability sink	V _{ASNS} = 2V		7.6		mA
	ASNS drive capability source	V _{ASNS} = 2V		-4.3		
	DIM low sink current	V _{DIM} = 1V	1.65	2.80		
	DIM High source current	V _{DIM} = 4V		-4.00	-3.00	
V _{DIM}	DIM low voltage	PWM input voltage threshold	0.9	1.33		V
	DIM high voltage			2.33	3.15	
V _{TSTH}	Tri-state threshold voltage	Apply to FLTR1 pin		4.87	5.25	V
R _{DIM}	DIM comparator tri-state impedance		10			MΩ

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
CURRENT SENSE COMPARATOR						
V_{FLTR2}	FLTR2 open circuit voltage		720	750	780	mV
R_{FLTR2}	FLTR2 impedance			420		k Ω
V_{OS}	Current sense comparator offset voltage		-4.0	0.1	4.0	mV
GATE DRIVE OUTPUT						
V_{DRVH}	GATE high saturation	$I_{GATE} = 50 \text{ mA}$		0.24	0.50	V
V_{DRVL}	GATE low saturation	$I_{GATE} = 100 \text{ mA}$		0.22	0.50	V
I_{DRV}	Peak source current	$GATE = V_{CC}/2$		-0.77		A
	Peak sink current	$GATE = V_{CC}/2$		0.88		A
t_{DV}	Rise time	$C_{load} = 1 \text{ nF}$		15		ns
	Fall time	$C_{load} = 1 \text{ nF}$		15		ns
THERMAL SHUTDOWN						
T_{SD}	Thermal shutdown temperature	(Note 4)		165		$^{\circ}\text{C}$
	Thermal shutdown hysteresis			20		$^{\circ}\text{C}$
THERMAL SHUTDOWN						
$R_{\theta JA}$	MSOP-10 junction to ambient			121		$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
<p>Note 1: Absolute maximum ratings are limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings are conditions for which the device is intended to be functional, but device parameter specifications may not be guaranteed. For guaranteed specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics. All voltages are with respect to the potential at the GND pin, unless otherwise specified.</p> <p>Note 2: Internal thermal shutdown circuitry protects the device from permanent damage. Thermal shutdown engages at $T_J = 165^{\circ}\text{C}$ (typ.) and disengages at $T_J = 145^{\circ}\text{C}$ (typ.).</p> <p>Note 3: Human Body Model, applicable std. JESD22-A114-C.</p> <p>Note 4: Junction-to-ambient thermal resistance is highly application and board-layout dependent. In applications where high maximum power dissipation exists, special care must be paid to thermal dissipation issues in board design. In applications where high power dissipation and/or poor package thermal resistance is present, the maximum ambient temperature may have to be derated. Maximum ambient temperature ($T_{A,MAX}$) is dependent on the maximum operating junction temperature ($T_{J,MAX-OP} = 125^{\circ}\text{C}$), the maximum power dissipation of the device in the application ($P_{D,MAX}$), and the junction-to ambient thermal resistance of the part/package in the application ($R_{\theta JA}$), as given by the following equation: $T_{A,MAX} = T_{J,MAX-OP} - (R_{\theta JA} \times P_{D,MAX})$.</p>						

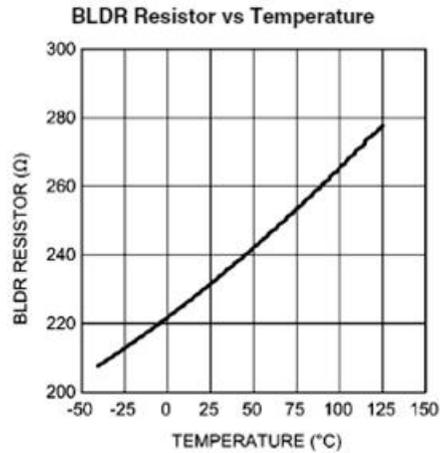
Typical Performance Characteristics



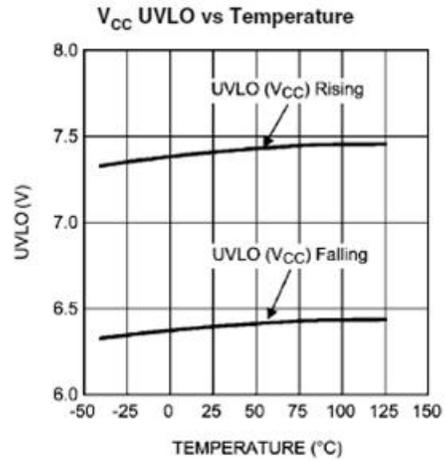
30060304



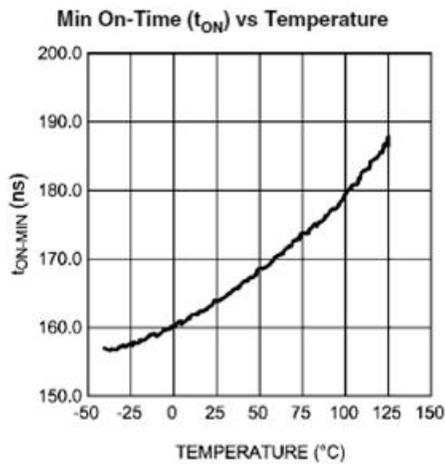
30060305



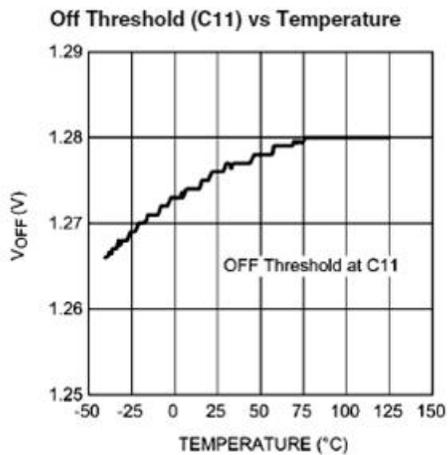
30060306



30060307

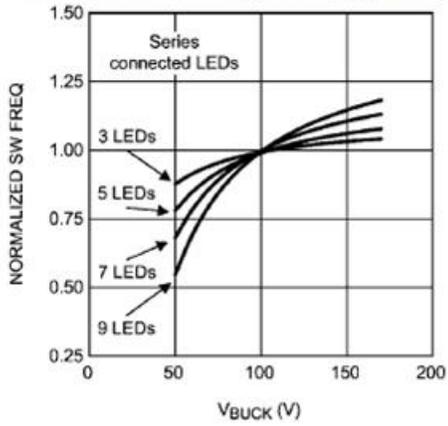


30060308



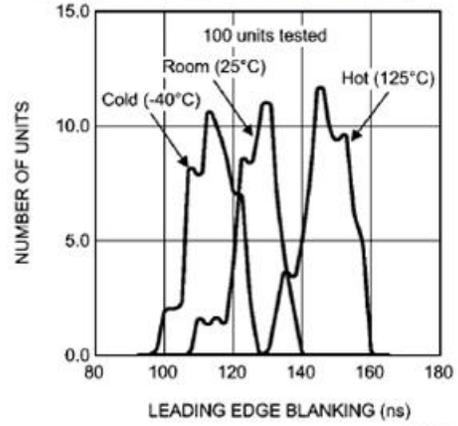
30060309

Normalized Variation in f_{sw} over V_{BUCK} Voltage



30060310

Leading Edge Blanking Variation Over Temperature



30060372

Simplified Internal Block Diagram

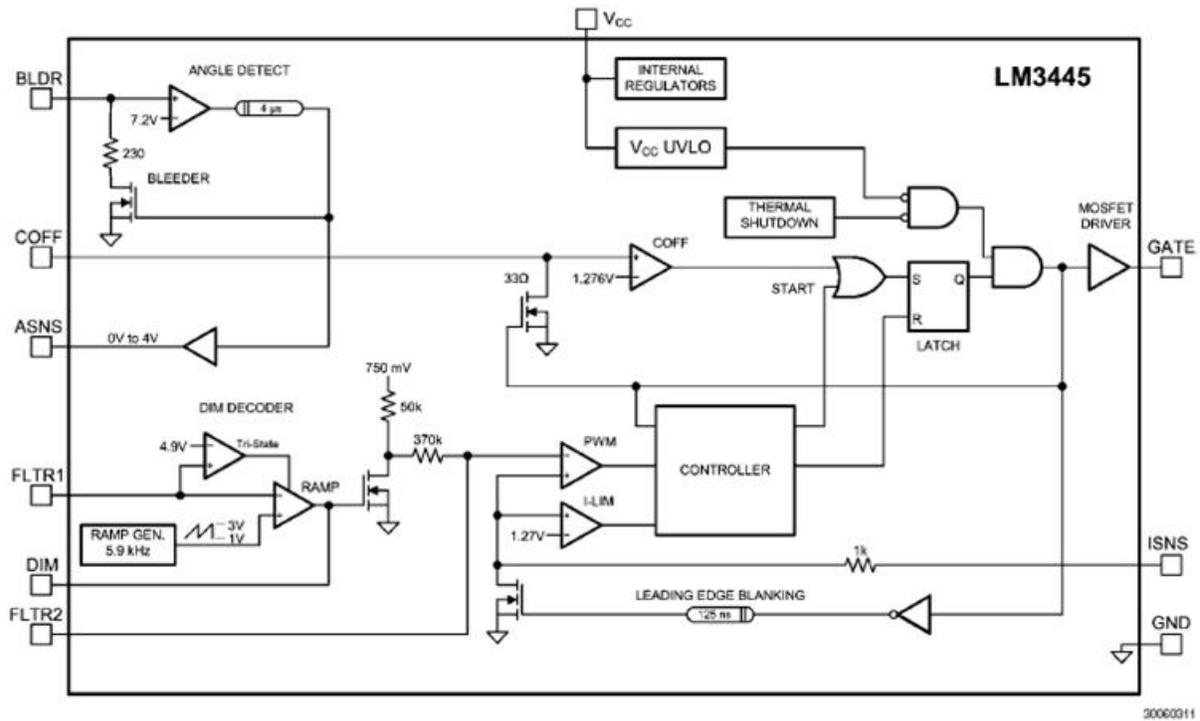


FIGURE 1. Simplified Block Diagram

LED BETOP BTWC50-TA

5W HIGH POWER STAR LED



ATTENTION
OBSERVE PRECAUTIONS
FOR HANDLING
ELECTROSTATIC
DISCHARGE



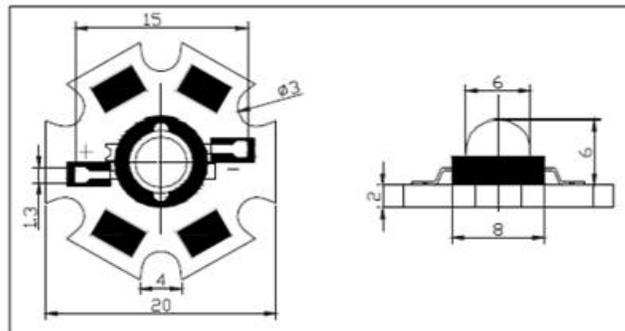
Features

- Highest flux per LED family in the world
- Very long operating life (up to 100k hours)
- Available in White:2500K-25000K
- Lambertian radiation pattern
- More energy efficient than incandescent and most halogen lamps
- Low voltage DC operated
- Cool beam, safe to the touch
- Fully dimmable
- No UV
- Superior ESD protection
- lower R_{th}
- RoHS compliant—lead-free
- Instant light (less than 100ns)

Applications

- Portable (flashlight, bicycle)
- Reading lights(car, bus, aircraft)
- Orientation
- Mini-accent
- Decorative
- Fiber optic alternative
- Appliance
- Sign and channel letter
- Architectural detail
- Cove lighting
- Automotive exterior
(Stop-Tail-turn, CHMSL,
Mirror side repeat)
- Edge-lit signs(Exit, point of sale)

Package Dimensions



- Notes:** 1. All dimension units are millimeters.
2. All dimension tolerance is $\pm 0.2\text{mm}$ unless otherwise noted.

Part No.				Page	1 of 3
----------	--	--	--	------	--------

Absolute Maximum Ratings at Ta=25°C

Item	Symbol	Absolute Maximum Rating	Unit
DC Forward Current	I_f	700	mA
Peak Forward Current	I_p	900	mA
Reverse Voltage	V_r	5	V
Power Dissipation	P_D	2000	mw
Electrostatic discharge	ESD	±4500	V
Operation Temperature	Topr	-40~+80	°C
Storage Temperature	Tstg	-40~+100	°C
Lead Soldering Temperature	Tsol	Max.260°C for 6 seconds Max.	

Notes:

- * IFP Conditions: pulse Width≤10msec.
- * All high power emitter LED products mounted on aluminum metal-core printed circuit board, can be lighted directly, but we do not recommend lighting the high power products for more than 5 seconds without a appropriate heat dissipation equipment.

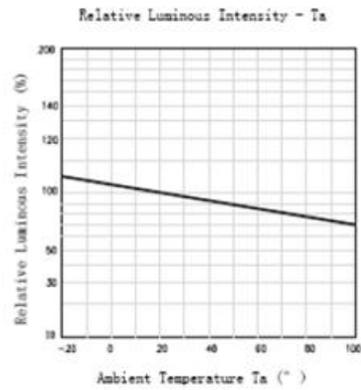
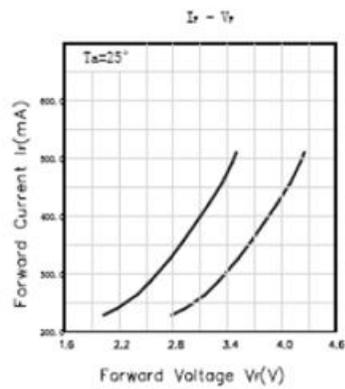
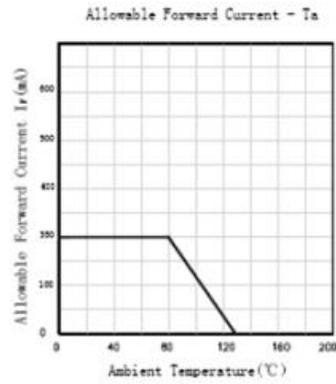
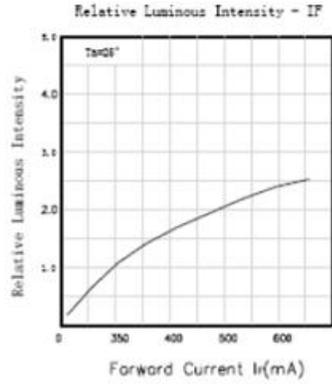
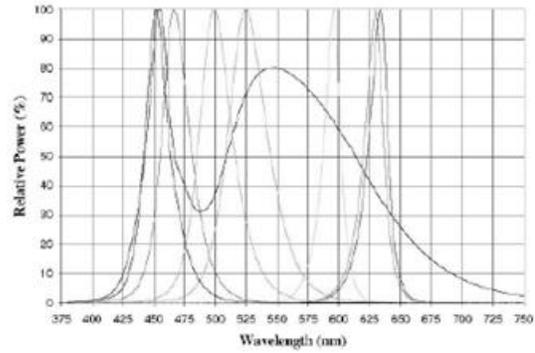
Electrical Optical Characteristics at Ta=25°C

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Condition
Forward Voltage	V_f	6.0	---	7.0	v	$I_f=700mA$
Reverse Current	I_r	---	---	20	uA	$V_R=5v$
50% Power Angle	$2\theta_{1/2}$	---	140	---	deg	$I_f=700mA$
Luminous Intensity	ϕ_v	240	---	280	lm	$I_f=700mA$
Chromaticity	T c	6000	---	6500	K	$I_f=700mA$

- Notes:1.Tolerance of measurement of forward voltage±0.1V.
 2.Tolerance of measurement of peak Wavelength±2.0nm.
 3.Tolerance of measurement of luminous intensity±15%.

Part No.				Page	2 of 3
----------	--	--	--	------	--------

Typical Electrical / Optical Characteristics Curves



Índice de Figuras

Figura 1. Regulador LM317.....	5
Figura 2. Circuitos de corriente constante usando el LM317.....	6
Figura 3. Diagrama de un convertidor conmutado.....	7
Figura 4. Inserción de un interruptor de polo simple doble tiro el cual cambia la componente de <i>corriente directa</i> de la tensión.	8
Figura 5. Forma de onda de la salida del interruptor $v_s(t)$	8
Figura 6. Adición de un filtro paso bajas L-C para remover las armónicas de conmutación.....	9
Figura 7. Adición de un sistema de control para regular la tensión de salida.....	10
Figura 8. Convertidor tipo boost.	10
Figura 9. Tensión de salida V contra el ciclo de trabajo de un convertidor boost.	11
Figura 10. Interruptor ideal, (a), usado para reducir la componente de <i>corriente directa</i> de tensión, y (b) la forma de onda de tensión $v_s(t)$	13
Figura 11. Determinación de la componente de <i>corriente directa</i> de tensión de salida conmutada, integrando y dividiendo por el periodo de conmutación.	14
Figura 12. Inserción de un filtro paso bajas para remover las armónicas de la conmutación y pasa solo la componente de <i>corriente directa</i> de $v_s(t)$ a la salida.....	14
Figura 14. Circuito de un convertidor tipo Buck, con las formas de onda de tensión del inductor $v_L(t)$ y corriente del capacitor $i_C(t)$ específicamente identificadas.	15
Figura 15 Forma de onda de la tensión de salida $v(t)$, la cual consiste de una componente de <i>corriente directa</i> V y un rizo de conmutación $v_{ripple}(t)$	16
Figura 16 Circuito del convertidor tipo Buck: (a) mientras el interruptor está en la posición 1, (b) mientras el interruptor está en la posición 2.	16
Figura 17. Forma de onda de la tensión del inductor en estado estable en un convertidor tipo buck.....	17
Figura 19. Forma de onda de la corriente del inductor durante el encendido del convertidor.	20
Figura 20. El principio de balance del inductor volt-segundo: en estado estable, la red volt-segundo aplicada en un inductor debe ser cero (área total λ).	21
Figura 21. Posibles arreglos de LEDs para la lámpara.....	24
Figura 22. Grafica de eficiencia contra Inductancia con frecuencia teórica y frecuencia experimental.....	27
Figura 23. Grafica de frecuencia contra inductancia para una eficiencia del 90%.....	28
Figura 25. Acercamiento de una parte del circuito impreso de la fuente de alimentación.....	32
Figura 26. Acercamiento del circuito impreso ya con el LM3445 soldado.	33
Figura 28. Circuito simplificado.....	36
Figura 29. Circuito equivalente.	36
Figura 30. Nuevo circuito equivalente.....	37
Figura 31. Circuito equivalente de pérdidas.....	37
Figura 32. Prototipos de tarjetas impresas armadas de la fuente tipo buck. El prototipo final (a), y a los lados prototipos que no funcionaron correctamente (b) y (c).	39
Figura 34. Formas de onda de la entrada de la fuente de alimentación con carga resistiva.	41
Figura 35. Amplitudes de las armónicas de la corriente de entrada de la fuente con carga resistiva.....	42
Figura 36. Forma de onda de la salida de la fuente de alimentación con carga resistiva.....	43
Figura 37. Formas de onda de la entrada de la fuente de alimentación con carga de LEDs.	44
Figura 38. Amplitudes de las armónicas de la corriente de entrada de la fuente con carga de LEDs.	45
Figura 39. Forma de onda de la salida de la fuente de alimentación con carga de LEDs.....	46
Figura 40. Formas de onda de la entrada de la CFL.	47
Figura 41. Magnitud de la armónica en porcentaje de la amplitud de la corriente fundamental de la CFL.....	48
Figura 42. Formas de onda de la entrada de la fuente de alimentación de 78[W].	49

Figura 43. Magnitud de la armónica en porcentaje de la amplitud de la corriente fundamental de la fuente de alimentación para LEDs.	50
Figura 44. Comparación entre la magnitud de la armónica en porcentaje de la amplitud de la corriente fundamental de la CFL contra la fuente de alimentación para LEDs.....	51
Figura 45. Lámpara de LEDs montada en lugar de las lámparas fluorescentes.	53
Figura 46. Arreglo de la izquierda sin difusor. Arreglo de la derecha con difusor.	53
Figura 47. Distribución de los LEDs sobre la lámina de aluminio. A la izquierda LEDs sin difusor y a la derecha con difusor.	54
Figura 48. Lámpara fluorescente substituida con cuatro tubos fluorescentes de 21[W] cada uno.....	54
Figura 49. Medición de la intensidad lumínica.....	56
Figura 50. Forma de onda de la compuerta del MOSFET de conmutación.....	59
Figura 51. Diagrama general de una fuente tipo buck con el controlador LM3445.....	61
Figura 52. Diagrama de bloques interno simplificado del LM3445.....	62
Figura 53. Atenuador básico con triac.....	63
Figura 54. Tensión de la línea de entrada y formas de onda del atenuador.	63
Figura 55 Formas de onda después del puente rectificador sin atenuador	64
Figura 56 Formas de onda después del puente rectificador con atenuador.....	64
Figura 57. Circuito de detección de la línea de <i>corriente alterna</i> del LM3445.....	65
Figura 58. Alimentación de <i>corriente alterna</i> con varios ángulos de disparo.	76
Figura 59. Formas de onda de V_{BUCK} con varios ángulos de disparo.	76

Bibliografía

- Brown, Marty, ed. *Power Sources and Supplies*. Newnes, 2007.
- Erickson, Robert W., y Dragan Maksimovic. *Fundamentals of Power Electronics*. Segunda edición. Kluwer Academic Puclsher, 2004.
- Held, Gilbert. *Introduction to light emitting diode technology and applications*. CRC Press, 2009.
- Winder, Steve. *Power Supplies for LED Driving*. ELSEVIER-Newnes, 2008.
- Williams, Tim. *The Circuit Designer's Companion*. Segunda edición. Oxford: ELSEVIER, 2005.
- Future lighting solutions. «Simple Steps to Solid-State Lighting.» Marzo de 2008. www.FutureLightingSolutions.com (último acceso: Junio de 2010).
- Philips Lumileds Lighting Company. «Benefits of Philips Lumileds Solid State Lighting Solutions vs. Conventional Lighting.» *Application Brief AB17*, 2006.
- Philips Lumileds Lighting Company. «Case Study: Beyond Compact Fluorescent Lighting.» 2008.