

**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE LA MIXTECA**

**“Diseño y construcción de un sistema de  
alimentación para LEDs de potencia utilizando el  
convertidor CD/CD tipo Flyback”**

**TESIS**

**PARA OBTENER EL TÍTULO DE  
INGENIERO EN ELECTRÓNICA**

**PRESENTA**

**VÍCTOR ARMANDO BOLAÑOS RODRÍGUEZ**

**DIRECTOR DE TESIS**

**M.C. ESTEBAN O. GUERRERO RAMÍREZ**

**HUAJUAPAN DE LEÓN, OAX.; FEBRERO DE 2009**



## **Dedicatoria**

Este trabajo lo dedico a:

Celia Elvira Bolaños Rodríguez y Rafael Meixueiro Vázquez por creer en mí y apoyarme en todo momento en lo moral y en lo monetario. Su apoyo ha sido para mí fuente de inspiración y fortaleza en los momentos de crisis y necesidad.

A Abril y Rafael, a quienes quiero mucho y con quienes he compartido momentos de felicidad.

E.G. por ser fuente de valor e inspiración, que me ha demostrado que todos los problemas tienen solución, siempre habrá una luz al final de un tunel, dios tenga en gloria.



## **Agradecimientos**

A mi director de tesis M.C. Esteban O. Guerrero Ramírez y a mis revisores M.C. Fermín Hugo Ramírez Leyva, Dr. Jesús Linares Flores y M.C. Pablo Arturo Sandoval García, que han hecho de este un mejor trabajo.

A mis amigos y compañeros de la carrera: Canek, Goyo, Nilo, Peña, Pepito, Marin, Joe, Gody, Wordo, Negro y Zaratustra, entre otros, porque juntos superamos todos los contratiempos y trabajos de la carrera.

A los compañeros soldados caídos en batalla, cuyos nombres permanecerán anónimos y que han costado con tantos extras los gastos de la universidad.

A mis profesores, por sus conocimientos y ayuda.

Al personal de mantenimiento por su valiosa colaboración en las mediciones de luz del sistema.

A Fox por ayudarme en la realización del circuito impreso.

A los encargados de los laboratorios de electrónica por facilitar el equipo de medición y el material que fue necesario.

A Yasmin Karem Sánchez López, por su apoyo y amor incondicional.



## Índice general

Resumen	13
1. Introducción	
1.1 Antecedentes	15
1.2 Planteamiento	22
1.3 Justificación	24
1.3.1 Hipótesis	24
1.4 Objetivos	25
1.5 Metodología	25
1.6 Estructura de la tesis	26
2. Iluminación de estado sólido	
2.1 Diodo Emisor de Luz (Light Emitting Diode: LED)	29
2.1.1 Principio de funcionamiento	29
2.1.2 Historia del LED	30
2.1.3 Consideraciones de uso	31
2.1.4 Construcción (estructura)	32
2.2 El LED de potencia	33
2.2.1 Ventajas	34
2.2.2 Generación de luz blanca	35
2.2.2.1 LED UV + Fósforo RGB	35
2.2.2.2 LED Azul + Fósforo amarillo	35
2.2.2.3 LED RGB	36
2.2.3 LEDs de potencia comerciales	37
2.3 Aplicaciones de los LEDs	38
2.4 Fuentes de alimentación para LEDs	39
2.4.1 Convertidores cd/cd	39
2.4.2 Convertidores cd/cd aislados	40
2.4.2.1 Convertidor Flyback	40
2.4.2.1.1 Transformadores	42
2.4.2.1.2 Construcción	43

3. Diseño y control del sistema de alimentación	
3.1 Especificaciones del sistema	45
3.2 Diseño del convertidor Flyback	45
3.2.1 Cálculo del transformador	45
3.2.2 Requerimientos de los semiconductores	49
3.3 Simulación del sistema lazo abierto (señales de salida)	49
3.4 Análisis y diseño del circuito de control	51
3.4.1 Control de fuentes de alimentación conmutadas	52
3.4.2 Control modo corriente	52
3.4.3 Implementación del control on-off con histéresis	53
3.4.3.1 Sensado de corriente	53
3.4.3.2 Comparador	54
3.4.3.3 Control	54
3.5 Selección del circuito de control	55
4. Construcción del sistema y resultados experimentales	
4.1 Implementación del sistema	61
4.2 Pruebas de desempeño	65
4.2.1 Pruebas de caja negra	65
4.2.2 Pruebas de caja blanca	66
4.2.2.1 Prueba del sistema a lazo abierto	67
4.2.2.2 Prueba del TNY279P	68
4.2.2.3 Prueba de sensado de corriente	69
5. Conclusiones y trabajos futuros.	
5.1 Conclusiones	73
5.2 Trabajos futuros	74
Referencias	75
Apéndice A. Hojas de datos Luxeon K2	77
Apéndice B. Hojas de datos TNY279P	81
Apéndice C. Hojas de datos LM358	88
Apéndice D. Hojas de datos PC817	91
Apéndice E. Hojas de datos TL431	93

## Índice de figuras

1.1 Clasificación de las lámparas eléctricas	16
1.2 Evolución de la tecnología de la iluminación	17
1.3 Porcentaje de radiaciones emitidas por las lámparas incandescentes	18
1.4 Porcentaje de radiaciones emitidas por las lámparas de alta intensidad de descarga	18
1.5 Porcentaje de radiaciones emitidas por las lámparas fluorescentes tubulares	19
1.6 Porcentaje de radiaciones emitidas por las lámparas fluorescentes compactas	19
1.7 Porcentaje de radiaciones emitidas por el LED de potencia	20
1.8 Diagrama a bloques del sistema de iluminación	22
1.9 Alimentación y puente rectificador de onda completa	23
1.10 Convertidor cd/cd tipo Flyback	23
1.11 Esquema del sistema control	24
1.12 Diagrama de flujo de la metodología de desarrollo	26
2.1 Símbolo del LED	29
2.2 Construcción del LED convencional	32
2.3 Esquema de construcción de un LED de potencia	34
2.4 Diversas aplicaciones de los LEDs	38
2.5 Convertidor Flyback	40
2.6 Formas de onda asociadas al modo de operación continuo	41
2.7 Formas de onda asociadas al modo de operación discontinuo	42
2.8 Marcas de polaridad determinadas por regla de la mano derecha	44
3.1 Núcleo RM14, vistas y dimensiones	48
3.2 Diagrama esquemático del sistema simulado	49
3.3 Señales de control, voltaje en M1 y voltaje en MUR160	50
3.4 Señales de corriente en el primario y secundario del transformador, operando en modo discontinuo	50
3.5 Voltaje de entrada y salida del sistema simulado	51
3.6 Control on-off con histéresis	53

3.7 Diagrama a bloques del sistema de control	53
3.8 Sistema de sensado con ganancia 10	54
3.9 Comparador con histéresis	54
3.10 Driver para control del Mosfet	55
3.11 Diagrama interno del TNY279P	56
3.12 Sistema de sensado por voltaje	58
3.13 Sistema de sensado de corriente	59
4.1 Esquemático del sistema con control por sensado de corriente	62
4.2 Circuito del sistema de alimentación para LEDs de potencia	64
4.3 Pistas del circuito impreso	64
4.4 Voltaje de alimentación del sistema, voltaje de CA transformador	65
4.5 Voltaje de salida del sistema de alimentación, 10.65 Vcd	65
4.6 Medición de corriente de los LEDs	66
4.7 Diagrama a bloques de prueba a lazo abierto	67
4.8 Voltaje de salida prueba de caja blanca	67
4.9 Voltaje de Drain TNY279P, modulando ancho de pulso	68
4.10 Voltaje de Drian TNY279P escala aumentada	68
4.11 Voltaje de salida con carga de 15Ω TNY279P operando en set point	69
4.12 Voltaje medido en Rsense	69
4.13 Comparación Vrsense y Vref	70
4.14 Comparación Verror contra ciclo de trabajo en el Mosfet	70
4.15 Mediciones con luxómetro del sistema en funcionamiento	71

## Índice de Tablas

1.1 Radiación de las lámparas eléctricas	20
1.2 Comparativa de eficiencia, vida útil e IRC	20
1.3 Ventajas y desventajas de las tecnologías de iluminación	21
2.1 Clasificación de los LEDs por su longitud de onda emitida	30
2.2 La historia de los LEDs hasta la actualidad	31
2.3 Clasificación de los LEDs por voltaje consumido	33
2.4 Drivers comerciales para LEDs de potencia	39
4.1 Lista de componentes y precios	63



## Resumen

Aproximadamente 17% del consumo de energía eléctrica total corresponde a iluminación artificial. Debido a que gran parte de la generación de energía eléctrica se lleva a cabo mediante la utilización de recursos naturales no renovables, es necesario eficientar su utilización y fomentar su ahorro, de tal modo que el consumo de energía eléctrica promedio por persona se reduzca. Es por esto que la implementación y uso de sistemas de iluminación artificial más eficientes y que generen luz de mejor calidad es de gran importancia en la actualidad y para un mejor futuro.

Existen varias tecnologías de iluminación artificial, sin embargo las más utilizadas actualmente tienen desventajas y limitaciones importantes en cuanto a su desempeño. Primeramente las lámparas incandescentes, son las más antiguas y de uso más simple ya que sólo requieren de conectarse a la línea eléctrica para su funcionamiento, sin embargo son las menos eficientes, gran parte de la energía eléctrica que consumen se transforma en calor y en radiación infrarroja, y sólo una pequeña parte del total se transforma en luz visible. Posteriormente se crearon las lámparas de descarga eléctrica, que son más eficientes que las anteriores, sin embargo son más complicadas de instalar y poner en funcionamiento, debido a que requieren de un sistema de encendido y control más complejo. Aún así solo el 25% de su radiación es luz visible y el resto de la energía se pierde en radiación infrarroja y calor, además de que este tipo de lámparas contienen en su interior gases nocivos a los seres vivos (mercurio) y son frágiles a impactos.

Las lámparas de LEDs son la más reciente tecnología en la lista de fuentes de iluminación eficiente, aunque aun está en etapa de desarrollo, los avances en su tecnología se están dando rápidamente y muestra un futuro prometedor. Su consumo de energía es tan reducido, que comparado con el consumo de una lámpara incandescente ahorraría de 82% a 93% de energía, sin mencionar el tiempo de vida mucho mayor del LED, lo cuál se traduce en ahorro de recursos al requerir de menos mantenimiento. Los sistemas de alimentación para LEDs pueden ser un poco más complejos que las fuentes de alimentación para otros tipos de lámparas, debido que requieren convertir un voltaje generalmente alto a uno de bajo valor que depende del número de LEDs que hay que alimentar. Además estos sistemas requieren de corriente constante. Sin embargo, el

ahorro a largo plazo de estos sistemas de iluminación los convierte en la mejor opción en el futuro próximo.

# **CAPÍTULO 1.**

## **Introducción**

### **1.1 Antecedentes**

Las actividades de todos los seres vivos han dependido siempre de la luz, desde las plantas y su fotosíntesis hasta las actividades de alimentación de los animales. Como caso muy particular se encuentra el ser humano, cuyas actividades a luz de día son tan diversas como complejas, por lo que para el ser humano días largos se traducen en más tiempo para realizar sus actividades. Es por este motivo que el ser humano ha cubierto sus necesidades de iluminación, ya sea por medios naturales como el sol, hasta la creación de medios artificiales como lo son las lámparas incandescentes. <sup>[1]</sup>

Los sistemas de iluminación siempre van de la mano con el desarrollo de la civilización. Las fuentes de iluminación artificial han avanzado de la mano con la tecnología del hombre, de modo que la manera alimentar estas fuentes de luz ha cambiado y pasado por diferentes medios, como el aceite y el petróleo hasta llegar a la energía eléctrica. De igual manera los avances en la tecnología han permitido mejorar las fuentes de luz artificial al variar los materiales para su construcción, al hacerlos más duraderos y capaces de generar luz de mejor calidad.

Los sistemas de iluminación artificial son en la actualidad y desde hace ya muchos años parte fundamental de las edificaciones humanas, tanto habitacionales como áreas de trabajo e inclusive transito y alumbrado público. Debido a esta necesidad el ser humano ha desarrollado diversas técnicas de iluminación, cada vez más capaces de desempeñar su función. Es por esto que se han desarrollado nuevas tecnologías cuya tendencia se enfoca cada vez más a una mayor duración (tiempo de vida) y eficiencia (ahorro y mejor uso de la energía eléctrica) de estos medios de iluminación artificial. En la actualidad se cuenta con una gran diversidad de tecnologías para la iluminación, y son denominadas lámparas eléctricas, las cuáles se dividen de la siguiente manera:

- Lámparas de incandescencia: basadas en un filamento y una cámara de vacío o con gas inerte. Al pasar corriente eléctrica por el filamento, éste eleva su temperatura hasta el rojo vivo y de este modo emite radiaciones, mismas que generan luz. El vacío en su interior es fundamental, ya que de existir oxígeno en el interior de este tipo de lámparas sólo podrían funcionar una vez y entrarían en combustión inmediatamente, destruyéndose.
- Lámparas de descarga gaseosa: estas funcionan mediante el uso de gases inertes y mercurio o sodio, según sea el caso. El gas inerte se debe excitar mediante la generación de una descarga eléctrica derivada de una alta diferencia de potencial, de tal modo que el gas se ionice y permita el flujo de electrones, estos desprenden energía que absorbe el mercurio o sodio (según el tipo de lámpara) transformándola en luz visible.
- Electroluminiscencia: Este tipo de lámparas funciona por principio fotoeléctrico, el cual consiste en la emisión de fotones al darse caídas de nivel en los electrones de los niveles de energía externos en el átomo, después de inyectársele energía de manera artificial a los electrones antes mencionados.

En la figura 1.1 se muestra la clasificación de los sistemas de iluminación artificial más comunes. [2] [3]

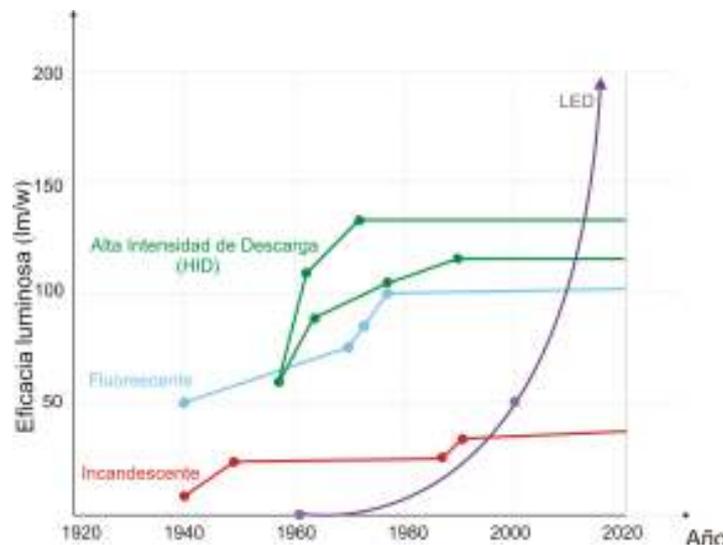


**Figura 1.1** Clasificación de las lámparas eléctricas

Cada una de las lámparas eléctricas tiene diferentes características, intrínsecas a su construcción que las distingue, cada una con consumos de energía y patrones de radiación diferentes, sin embargo, es importante mencionar que no toda la energía que estas emiten es luz visible. A si mismo, no toda la luz visible tiene las mismas características, ya que existen dos criterios que sirven para evaluar la calidad de la luz:

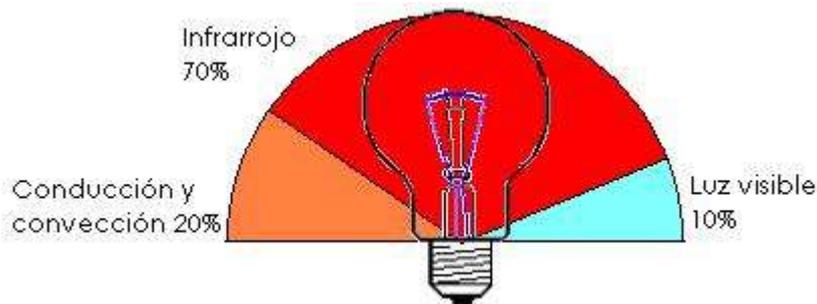
- La temperatura del color: cuando un cuerpo aumenta su temperatura emite luz, si la temperatura es alta, la luz emitida es azul o fría, mientras que si baja la temperatura la luz es rojiza y cálida.
- Índice del rendimiento del color (IRC): es la capacidad de la luz para reproducir los colores, se basa en una escala del 0 al 100, mientras más alto sea el IRC, mejor será la capacidad de la luz para reproducir los colores.

Una nueva tecnología de iluminación es el LED de potencia, aunque el LED ya tiene muchos años de existir, anteriormente no era considerado un medio viable para iluminación por el hecho de producir muy poca cantidad de luz, considerada insuficiente para propósitos de iluminación general, sin embargo ese problema ha quedado atrás con la reciente tecnología de los LEDs de potencia, los cuales presentan ventajas sobre las lámparas incandescentes y fluorescentes, siendo las principales el poco consumo de energía, prolongado tiempo de vida y alta resistencia a impactos. A continuación en la figura 1.2 se muestra la evolución de las lámparas eléctricas y la tendencia estimada en años próximos del LED, que superan por mucho a las otras tecnologías de iluminación, según los laboratorios de investigaciones Sandia <sup>[4]</sup>.



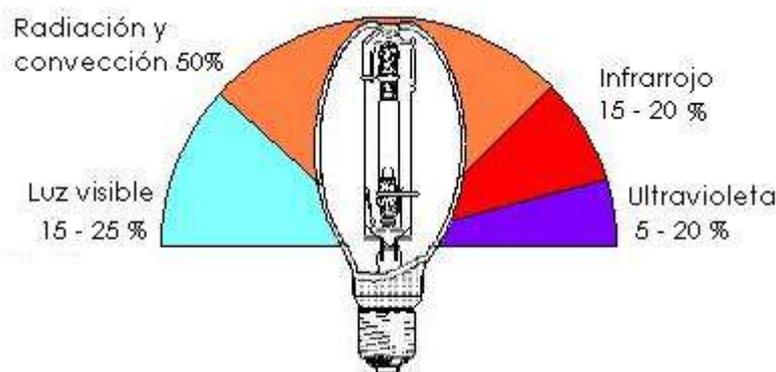
**Figura 1.2** Evolución de la tecnología de la iluminación

Las lámparas incandescentes tienen una elevada generación de calor, como se puede apreciar en la figura 1.3, ya que 20% de su radiación emitida es conducción y convección y otro 70% son radiaciones infrarrojas, dejando así solo un 10% a luz visible, por lo que es la lámpara eléctrica menos eficiente. Una lámpara incandescente tiene un índice de rendimiento de color de 100 y genera aproximadamente 15 lm/W con una temperatura del color de 2850 K para los focos de 100 W. Su tiempo de vida útil promedio es de 1000 horas para la lámpara incandescente convencional y de hasta 2000 horas para la lámpara incandescente alógena.



**Figura 1.3** Porcentaje de radiaciones emitidas por las lámparas incandescentes

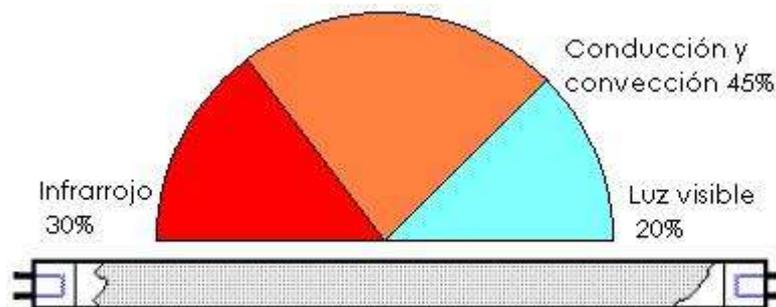
Las lámparas de alta intensidad de descarga (HID) son más eficientes que las incandescentes, como se puede apreciar en la figura 1.4, ya que hasta 25% de su radiación emitida es luz visible, sin embargo, aún 50% de la radiación emitida es calor y entre 15 y 20% son radiaciones infrarrojas, además de tener la desventaja de emitir longitudes de onda ultravioleta, nocivas para el ser humano, de entre un 5 a un 20% del total de su radiación. Una lámpara de alta intensidad de descarga tiene un IRC de entre 65 y 90, y genera hasta 120 lm/W, dependiendo del gas utilizado, con una temperatura de color de entre 3000 y 4200 K. Su tiempo de vida útil va de las 9000 a las 16000 horas.



**Figura 1.4** Porcentaje de radiaciones emitidas por las lámparas de alta intensidad de descarga

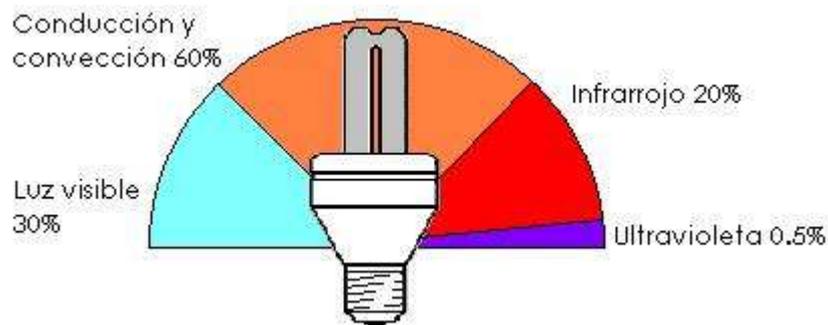
Las lámparas fluorescentes se dividen en 2 grandes familias: las lámparas fluorescentes tubulares y las lámparas fluorescentes compactas. Que a pesar de estar construidas en tecnologías muy similares, si presentan diferencias importantes en su desempeño, la más notable es que las lámparas fluorescentes tubulares no emiten radiación ultravioleta, al contrario de las compactas, que producen cantidades pequeñas de este tipo de radiación.

La lámpara fluorescente tiene una emisión de 20% de luz visible, pero tiene una alta generación de calor al producir 30% de radiación infrarroja y un 45% más de conducción y convección. Como se muestra en la figura 1.5. Una lámpara fluorescente tubular tiene un IRC de entre 50 y 95, y genera hasta 100 lm/W, con una temperatura de color de entre 3200 y 6300 K. Su tiempo de vida útil va de las 7500 a las 30000 horas.



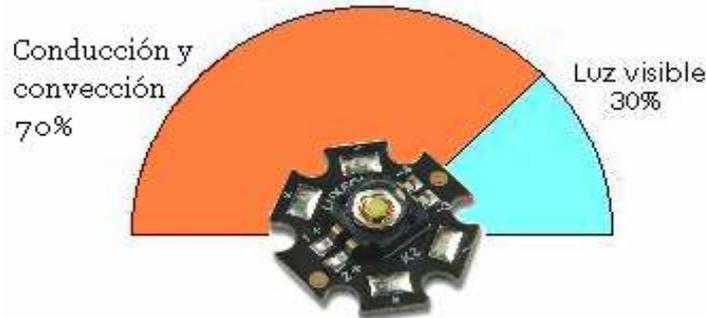
**Figura 1.5** Porcentaje de radiaciones emitidas por las lámparas fluorescentes tubulares

Por su parte, la lámpara fluorescente compacta, emite hasta un 30% de luz visible, 20% de radiación infrarroja, hasta 60% de conducción y convección y finalmente un 0.5% de radiación ultravioleta, dañina para el ser humano. Ver figura 1.6. Una lámpara fluorescente compacta tiene un IRC de 80, y genera hasta 80 lm/W, con una temperatura de color de entre 3000 y 6500 K. Su tiempo de vida útil va de las 6000 a las 15000 horas.



**Figura 1.6** Porcentaje de radiaciones emitidas por las lámparas fluorescentes compactas

Finalmente el LED de potencia, que tiene la ventaja de emitir únicamente luz visible, sin embargo buena parte de la energía eléctrica consumida por el dispositivo se transforma en calor, como se muestra en la figura 1.7. El IRC del LED es mayor a 90, y genera más de 75 lm/W, con una temperatura del color de los 5500 K. Su tiempo de vida útil va de las 50000 a las 100000 horas.



**Figura 1.7** Porcentaje de radiaciones emitidas por el LED de potencia

En la tabla 1.1 se muestra en resumen los porcentajes correspondientes a los tipos de radiación generados por cada una de las lámparas eléctricas.

**Tabla 1.1** Radiación de las lámparas eléctricas

Tecnología	Luz visible %	Conducción y convección %	Infrarrojo %	Ultravioleta %
Lámparas Incandescentes	10	20	70	0
Lámparas de HID	15 - 25	50	15-20	5-20
Lámparas Fluorescentes	25	45	30	0
Lámparas Fluorescentes compactas	30	60	20	0.5
LED	30	70	0	0

En la tabla 1.2 se muestra la comparación de eficiencia lumínica, tiempo de vida útil y el IRC. <sup>[5]</sup>

**Tabla 1.2** Comparativa de eficiencia, vida útil e IRC

Tipo de lámpara	Eficacia (lm/W)	Vida útil (hrs)	IRC (%)
Incandescente convencional	15	1000	100
Incandescente alógena	16-25	2000	100
Fluorescente tubular	60-100	7,500-30,000	50-95
Fluorescente compacta	35-80	6000-15,000	80
Alta intensidad de descarga	20-140	9000-16000	65-90
LED	>75	50000-100000	> 90

Una vez mencionadas sus características de funcionamiento, es necesario mencionar igualmente sus principales ventajas y desventajas en su aplicación, en la tabla 1.3 se muestra un listado de dichas ventajas y desventajas, para cada una de las tecnologías de iluminación existentes.

**Tabla 1.3** Ventajas y desventajas de las tecnologías de iluminación

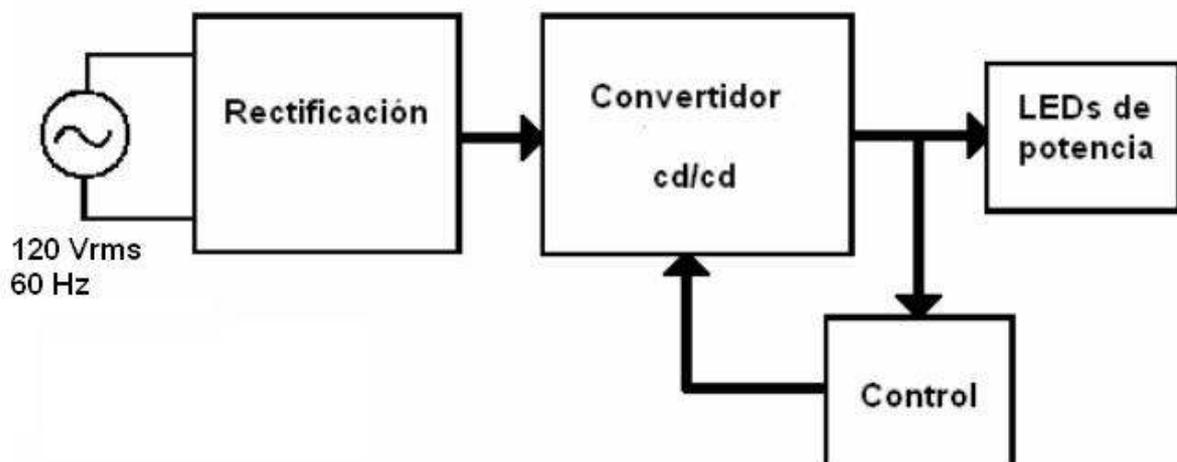
Tecnología de iluminación	Ventajas	Desventajas
Lámparas Incandescentes	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Bajo costo</li> <li>• No necesita de un sistema especial de alimentación (balastro)</li> <li>• Máximo IRC</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Baja eficiencia</li> <li>• Fragilidad a impactos</li> <li>• Vida útil &lt; 1000 horas</li> </ul>
Lámparas de HID	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Alta eficiencia</li> <li>• Larga vida útil</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Fragilidad a impactos</li> <li>• Contiene sustancias venenosas</li> <li>• Se desgasta al encender y apagar</li> </ul>
Lámparas Fluorescentes	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Alta eficiencia</li> <li>• Larga vida útil</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Fragilidad a impactos</li> <li>• Necesita direccionamiento para enfocar la luz</li> <li>• Se desgasta al encender y apagar</li> </ul>
LEDs de Potencia	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Muy alta eficiencia y bajo consumo de energía</li> <li>• Mayor vida útil de hasta 100 000 hrs.</li> <li>• Resistente a impactos</li> <li>• No emite longitudes de onda dañinas</li> <li>• No necesita direccionamiento</li> <li>• Pueden producir luz blanca y de color</li> <li>• Tamaño reducido</li> <li>• Fáciles de controlar y programar</li> <li>• Rápida respuesta de encendido/apagado, ideales para aplicaciones dónde se necesite conmutación</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Costo relativamente elevado</li> <li>• Requiere de un suministro de corriente constante para un correcto funcionamiento</li> </ul>

## 1.2 Planteamiento del problema

En este trabajo de tesis se plantea la solución de uno de los problemas más discutido de la sociedad actual, el ahorro de energía eléctrica. El consumo de energía eléctrica por parte de las ciudades, que se han expandido debido a la gran demanda de vivienda y servicios por parte del hombre, ha crecido de manera alarmante. Una gran parte de la energía eléctrica que demandan las ciudades es destinada a fines de iluminación, por lo que encontrar fuentes que generen más y mejor luz con un menor consumo de energía y a un menor costo es una prioridad. Dentro de las tecnologías de la iluminación existen ya muchas opciones, sin embargo, el LED de potencia se perfila como el mejor y más barato medio generador de luz, por lo que su estudio esta tomando un gran auge. Uno de los mayores atractivos del LED es su bajo consumo de energía y eficiencia, sin embargo, debido a que la línea de alimentación comercial es muy alta para esta aplicación (de 120Vrms AC línea de Comisión Federal de Electricidad) y los LEDs de potencia requieren de un voltaje muy bajo (alrededor de los 3.5 Vdc cada uno de ellos), se debe realizar un sistema que alimente a los LEDs de la manera más apropiada de acuerdo a la intensidad lumínica requerida.

En la figura 1.8 se muestra el diagrama a bloques del sistema planteado, el cual se divide en las siguientes etapas:

Alimentación AC, Rectificación, Convertidor cd/cd, Control y LEDs de potencia.



**Figura 1.8** Diagrama a bloques del sistema de iluminación

A continuación se describe brevemente cada una de las partes del sistema.

- **Alimentación:** La alimentación del sistema se realizará desde un tomacorriente común, el voltaje de la línea es de 120Vrms AC en condiciones normales. Dado que la señal de la línea no es perfecta y tiene rizados de voltaje, es necesario proteger al sistema de los picos de voltaje que se puedan presentar.
- **Rectificación:** Es un rectificador de onda completa, de este modo a la entrada del convertidor cd/cd tenemos una onda con únicamente ciclos positivos. Se complementa con un capacitor para eliminar rizado en la señal de voltaje.

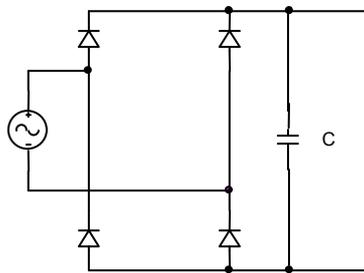


Figura 1.9 Alimentación y puente rectificador de onda completa

- **Convertidor cd/cd:** De topología tipo Flyback, acondiciona el voltaje a 12 Vdc. Capaz de proporcionar la potencia necesaria para el sistema, 10.5 V a 0.7 A.

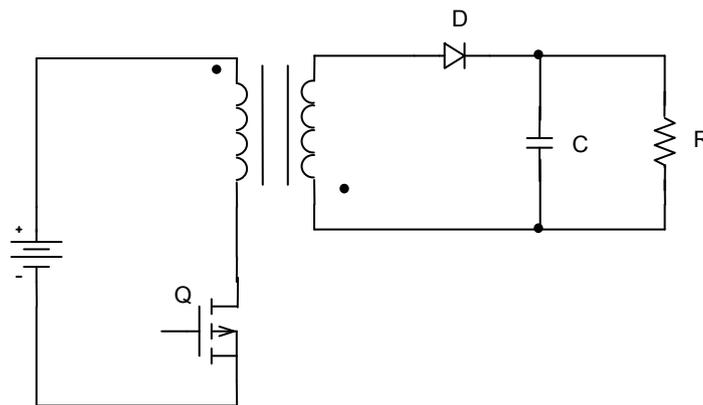


Figura 1.10 Convertidor cd/cd tipo Flyback

- **Control:** Etapa diseñada para regular la corriente de tal manera que los LEDs se encuentren siempre en las condiciones deseadas de operación. Sensa la corriente a la salida del sistema mediante un lazo único de retroalimentación. Al mantener una corriente constante se evita que los LEDs se dañen.

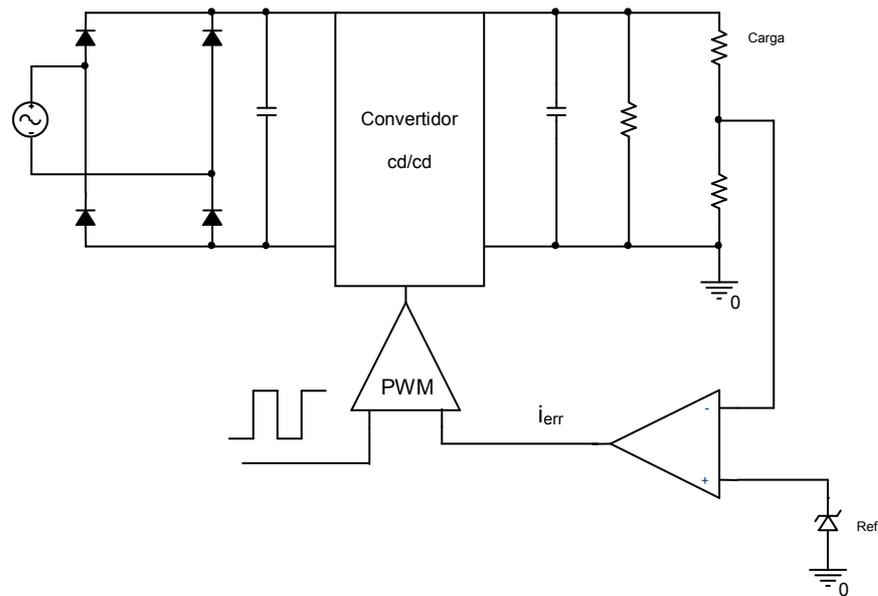


Figura 1.11 Esquema del sistema control

- **LEDs de potencia:** Es el dispositivo que emite luz monocromática, es decir, con una longitud de onda constante, cuando se polariza directamente. A corriente constante emite una intensidad luminosa constante. La longitud de onda emitida por este dispositivo depende del material del que se construya.

### 1.3 Justificación

Debido que la generación de energía eléctrica se realiza mayormente mediante el uso de recursos naturales no renovables, como lo son el carbón y el petróleo, es necesario utilizarla de manera inteligente y ahorrarla tanto como sea posible. Ya que el ser humano depende en gran manera para sus actividades de la iluminación artificial, el uso de mejores fuentes de luz artificial es prioritario. El futuro de la iluminación artificial apunta hacia el estudio de los LEDs de potencia, los cuales presentan importantes ventajas sobre otros medios de iluminación.

Por tal motivo esta tesis trata sobre la investigación e implementación de los LEDs de potencia como herramienta en el campo de la iluminación artificial.

#### 1.3.1 Hipótesis

Es posible alimentar un arreglo de tres LEDs de potencia en serie mediante la línea de AC, utilizando un convertidor CD/CD tipo Flyback, mediante control del flujo de corriente, ahorrando energía.

## 1.4 Objetivos

### Objetivo principal:

Diseñar y construir un sistema de alimentación para un arreglo de tres LEDs de potencia de 3 W en serie para generar una fuente de luz que a futuro pueda sustituir los focos y lámparas convencionales, y ahorrar energía.

### Objetivos Secundarios:

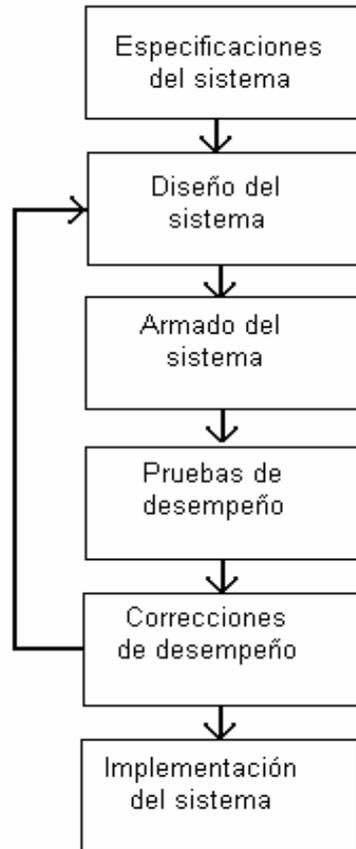
- Familiarización con la tecnología de LEDs de potencia.
- Análisis, diseño y construcción del circuito convertidor cd/cd conmutado tipo Flyback con salida de 10 W.
- Análisis y puesta en funcionamiento del circuito de control.
- Realización de la construcción y pruebas del diseño obtenido, documentación de los datos obtenidos.
- Realización del circuito impreso.

### Metas:

- Investigación y familiarización con los convertidores cd/cd como fuente de alimentación en sistemas electrónicos que requieran alta eficiencia y ahorro de energía.
- Investigación y familiarización con elementos y circuitos de conmutación para aplicaciones de alta potencia.
- Investigación sobre LEDs de potencia como sustituto a futuro en sistemas de iluminación y ahorro de energía.
- Desarrollar un sistema de iluminación de uso general basado en LEDs de potencia.

## 1.5 Metodología de Desarrollo

En la figura 1.12 se muestra la metodología utilizada en el desarrollo del circuito de alimentación para el sistema de iluminación con LEDs de potencia.



**Figura 1.12** Diagrama de flujo de la metodología de desarrollo

## 1.6 Estructura de la Tesis

A continuación se describe brevemente cada uno de los capítulos de este trabajo de tesis.

En el capítulo 2 se presenta el marco teórico fundamental para la comprensión de este trabajo de tesis. Fundamentos que han sido de gran importancia para la realización de este proyecto. Y conocimiento útil para aclaración de las dudas surgidas en la construcción práctica del sistema.

El capítulo 3 presenta el diseño y simulación del sistema. Los cálculos matemáticos requeridos para la construcción del transformador del convertidor cd/cd tipo flyback, selección de los elementos de conmutación y control, así como la simulación general del sistema.

En el capítulo 4 se presentan los esquemáticos del sistema ya implementado y puesto en funcionamiento, las fotos del circuito en funcionamiento y su apariencia física en circuito impreso definitivo.

El capítulo 5 presenta los resultados experimentales medidos en pruebas de laboratorio, la señal de alimentación a la entrada del sistema, el voltaje y la corriente a la salida del mismo, así como las pruebas de desempeño de cada uno de los elementos críticos del sistema final.



## CAPÍTULO 2.

### Iluminación de estado sólido

#### 2.1 Diodo Emisor de Luz (Light Emitting Diode: LED)

El diodo emisor de luz es un dispositivo semiconductor que tiene la capacidad de emitir luz cuando éste se polariza directamente y conduce una corriente eléctrica a través de él. En la figura 2.1 se muestra el esquemático del LED. <sup>[6][7]</sup>

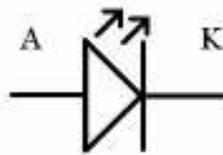


Figura 2.1 Símbolo del LED

##### 2.1.1 Principio de Funcionamiento

Al igual que un diodo convencional, un diodo emisor de luz consiste en un material semiconductor dopado con impurezas para crear una unión **pn**. La corriente recorre fácilmente del lado **p**, o ánodo, al lado **n**, cátodo, pero no en la dirección inversa. Los portadores mayoritarios, ya sean electrones o huecos, fluyen en la unión de electrodos con diferente voltaje. Cuando un electrón llega a un hueco, cae en un nivel de energía menor, y libera energía en forma de un fotón. La longitud de onda emitida, el color de la luz, depende de la diferencia entre bandas de energía, la cuál depende directamente del material de la unión **pn**. En diodos de silicio y germanio, los electrones y huecos se recombinan en transición no radial lo que produce una emisión no óptica, porque estos son materiales de diferencia de bandas indirecta. Los materiales usados para LEDs tienen una diferencia de bandas directa, por lo que sus energías corresponden a luz infrarroja, visible o ultravioleta. La longitud de onda del campo eléctrico emitido por el diodo depende del material semiconductor del que este construido el diodo, ya que la frecuencia depende de la diferencia de energía (gap) de las bandas de conducción y valencia, pudiendo variar la longitud de onda del rango ultravioleta, el espectro visible y el infrarrojo.

En la tabla 2.1 se muestran los diferentes materiales utilizados para la construcción de LEDs y sus respectivas longitudes de onda.

**Tabla 2.1.** Clasificación de los LEDs por su longitud de onda emitida

Compuesto	Color	Longitud de onda
Arseniuro de galio (GaAs)	Infrarrojo	940nm
Arseniuro de galio y aluminio (AlGaAs)	Rojo e infrarrojo	890nm
Arseniuro fosfuro de galio (GaAsP)	Rojo, naranja y amarillo	630nm
Fosfuro de galio (GaP)	Verde	555nm
Nitruro de galio (GaN)	Verde	525nm
Seleniuro de zinc (ZnSe)	Azul	
Nitruro de galio e indio (InGaN)	Azul	450nm
Carburo de Silicio (SiC)	Azul	480nm
Diamante ( C )	Ultravioleta	400 a 15nm

El dispositivo semiconductor está comúnmente encapsulado en una cubierta de plástico. El plástico puede o no estar coloreado, sin embargo, ello no influye en el color de la luz emitida. La intensidad de la luz depende de la corriente eléctrica que atraviesa el LED y debe ser regulada de acuerdo a la longitud de onda que emite el LED.

### 2.1.2 Historia del LED

El primer reporte de un diodo emisor de estado sólido fue en 1907 por el científico británico H. J. Round, sin embargo no se encontró uso práctico a dicho descubrimiento durante varias décadas. En 1955 Rubin Braustein de la Corporación de Radio de América reportó por primera vez emisiones infrarrojas provenientes de arseniuro de galio y otras aleaciones. En 1961 científicos de Texas Instruments reportaron emisiones infrarrojas al aplicarse corriente al arseniuro de galio. Un año más tarde, Nick Holonyak Jr. de General Electric Company desarrollo el primer diodo de espectro visible. Los primeros LEDs se convirtieron comerciales en 1970 y casi todos eran rojos. Eran comúnmente usados como reemplazos de indicadores incandescentes, en displays de siete segmentos, en equipo de laboratorio, y posteriormente en radios, televisiones teléfonos, calculadoras y hasta relojes. Los LEDs eran sólo usados como indicadores debido a que su luz emitida era muy escasa como para iluminar un área. En 1971 se reporta el primer LED azul, sin embargo la cantidad de luz emitida era muy pequeña además de requerir grandes cantidades de energía para su funcionamiento y

tener un tiempo de vida muy corto. Con el paso de los años, una década más tarde la tecnología en LEDs permite crear LEDs cuya intensidad luminosa es de hasta 10 veces más luz que la generación anterior. En la década de los 90's investigadores japoneses consiguen desarrollar el primer LED azul con voltaje de polarización es de 3.5 V, y con ello, de uso práctico. A partir del año 2000 se han conseguido grandes avances en la tecnología de los diodos emisores de luz, que han permitido construir LEDs que soportan conducir mayores cantidades de corriente y disipar mayores cantidades de calor, con lo que la intensidad luminosa que emiten se incrementa sustancialmente. Estos avances han permitido al LED ser utilizado en aplicaciones tan innovadoras como excéntricas. Los LEDs ahora pueden ser utilizados en ropa, pisos luminosos, señales de tránsito y en la iluminación general, por citar algunos ejemplos. En la tabla 2.2 se muestran los acontecimientos más importantes en la historia de los LEDs.

**Tabla 2.2** La historia de los LEDs hasta la actualidad

Año	Suceso
1907	Primer diodo emisor de luz reportado por H. J. Round
1955	Primer reporte de emisión infrarroja del Arseniuro de Galio
1962	Es desarrollado el primer LED de espectro visible
1970's	Aparecen los LEDs verdes, amarillos y naranjas
1971	Aparecen los LEDs azules, sin embargo su luz es muy débil
1980's	Se desarrollan LEDs de hasta 10 veces mas luz que la pasada generación
1990's	Se inventa el LED de luz azul de uso practico
2000's	La creación de los LEDs de potencia abre paso a nuevas aplicaciones para estos componentes.

### 2.1.3 Consideraciones de uso

A diferencia de los bulbos incandescentes, que iluminan sin importar la polaridad eléctrica. Cuando el voltaje en el ánodo es mayor al voltaje del cátodo, una corriente significativa fluye y el dispositivo se dice estar directamente polarizado o polarizado directamente. Si el voltaje se aplica de manera opuesta, se dice estar inversamente polarizado, muy poca corriente fluye y no se emite luz. Los LEDs pueden operarse con corriente alterna, sin embargo solo se iluminara en el ciclo positivo, causando al LED encenderse y apagarse a frecuencia de la corriente alterna suministrada. Debido a las características de corriente contra voltaje de un LED son muy parecidas a las del diodo (la cual la corriente es aproximadamente una función exponencial del voltaje), un pequeño cambio de voltaje resulta en un gran aumento en el

flujo de corriente. Debido a que el voltaje es logarítmico con respecto a la corriente, se puede considerar constante a lo largo del rango de operación del LED. La mayoría de los LEDs tienen un bajo voltaje de ruptura inverso, lo cual significa que si un valor de voltaje alto se aplica en sentido inverso, éste se dañará. Muchos LEDs pueden comprarse con resistencia incluidas internas, lo cual ahorra espacio en el desarrollo de prototipos y otras aplicaciones, sin embargo la resistencia se define al momento de la fabricación, lo cual impide el libre manejo de la intensidad de luz. Los LEDs pueden ser conectados en serie fácilmente utilizando una sola resistencia para el control de corriente, sin embargo el uso en paralelo los LEDs deben ser del mismo tipo para poder tener un mismo voltaje.

#### 2.1.4 Construcción (estructura)

La estructura básica de un LED consta de 6 componentes, que son:

- **Lente Epóxico:** Este lente mantiene todo el paquete estructurado, determina el haz de luz, protege al chip reflector, además de extraer el flujo luminoso.
- **Cable Conductor:** Cable muy delgado de oro, el cual conecta cada terminal a cada uno de los postes conductores.
- **Chip:** Consiste en dos capas de material emisor semiconductor, que cuando los átomos son excitados genera la luz.
- **Reflector:** Está por debajo del Chip reflejando y proyectando luz hacia fuera.
- **Cátodo:** Poste hecho de aleación de cobre conductor de carga negativa. El cátodo es más corto que el ánodo para facilitar el ensamble.
- **Ánodo:** Poste hecho en aleación de cobre y conductor de carga positiva.

A continuación en la figura 2.2 se muestra la constitución interna de un LED convencional.

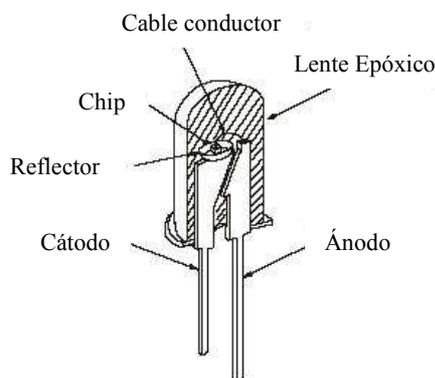


Figura 2.2 Construcción del LED convencional

Los LEDs bicolor contienen dos diodos, uno en cada dirección de diferente color, permitiendo operación en dos colores o rango de aparentes colores que pueden crearse, cambiando el porcentaje de tiempo que cada color opera.

Algunos LEDs tienen incluida una unidad multivibrador, la cual les permite flashear, estos pueden tener también un regulador de corriente integrado. El nuevo estándar común del empaquetado de los LEDs es de 3 o 5 mm. El voltaje de polarización directa varía dependiendo del tipo de LED y se muestra en la tabla 2.3.

**Tabla 2.3.** Clasificación de los LEDs por voltaje consumido

Color	Caída de Voltaje
Infrarrojo	1.6 V
Rojo	1.8 V a 2.1 V
Naranja	2.2 V
Amarillo	2.4 V
Verde	2.6 V
Azul	3.0 V a 3.5 V
Blanco	3.0 V a 3.5 V
Ultravioleta	3.5 V

La mayoría de los LEDs tienen un voltaje máximo de polarización inversa de 5 V.

## 2.2 El LED de potencia

Los LEDs de potencia se diferencian de los LEDs convencionales por varias características dadas por su construcción, la primera es que cuenta con un disipador de calor, lo cuál le permite disipar grandes cantidades de calor (a diferencia de los LEDs convencionales que guardan el calor en su propio encapsulado), segundo su resistencia térmica es menor a la de los LED convencionales, por lo que conducen mejor la corriente eléctrica a pesar de su aumento de temperatura y finalmente gracias a estas dos características previas son capaces de conducir mayor cantidad de corriente eléctrica y así emitir mayor cantidad de lúmenes.

En la figura 2.3 se muestra la construcción de un LED de potencia. <sup>[8]</sup>

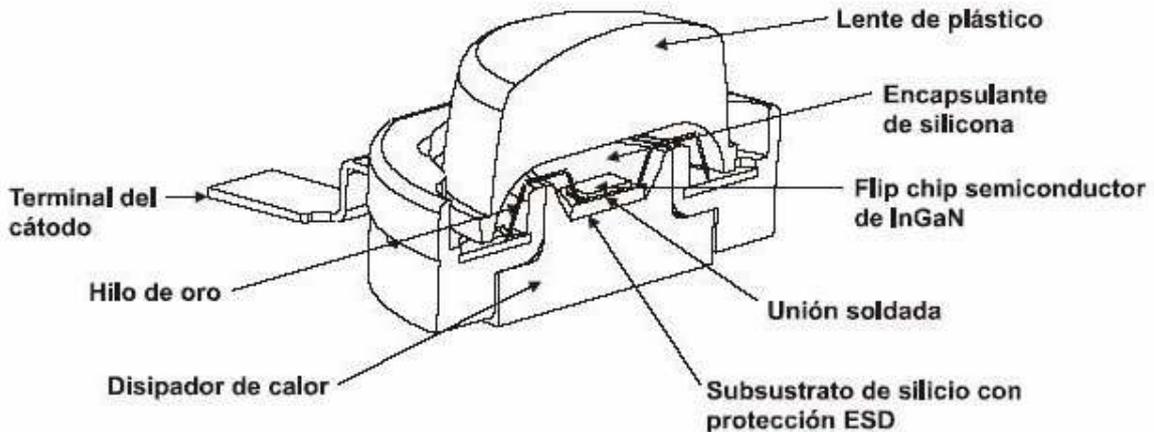


Figura 2.3 Esquema de construcción de un LED de potencia

### 2.2.1 Ventajas

Los sistemas de iluminación con LEDs de potencia presentan varias ventajas sobre los sistemas convencionales de iluminación, las cuales se presentan a continuación:

- Bajo consumo de energía, los LEDs de potencia a utilizar consumen 3 W cada uno, comparado con los 30 W que utilizan los focos ahorradores de la actualidad.
- Radiación lumínica direccional, las lámparas comúnmente utilizadas radian la luz en todas direcciones, por lo que es necesario utilizar elementos adicionales para poder direccional la luz a los lugares deseados.
- Dimensiones muy reducidas, los LEDs de potencia ocupan unos pocos centímetros cuadrados, en contra de los largos tubos de las lámparas de neón o HID, aun en comparación con un foco ahorrador o convencional.
- No contienen sustancias tóxicas, en comparación a las lámparas fluorescentes de la actualidad, en cuyo interior se contienen sustancias tóxicas para el hombre y la naturaleza y de largo periodo de degradación.
- Largo tiempo de vida, los LEDs presentan el tiempo de vida más longevo de entre todas las otras alternativas de iluminación en la actualidad (100 000 hrs).

## **2.2.2 Generación de luz blanca**

La luz blanca es el resultado de la combinación de diferentes longitudes de onda (colores), por lo que la luz blanca cuenta con una gran cantidad de componentes espectrales y variando la intensidad de alguna de ellas se consiguen diferentes tonos de blanco. Dado que se desea reemplazar los sistemas de iluminación general por sistemas que utilicen LEDs de potencia, es necesario conocer las técnicas existentes para la generación de luz blanca utilizando LEDs de potencia <sup>[9]</sup>.

### **2.2.2.1 LED UV + Fósforo RGB**

Es la técnica menos utilizada para generación de luz blanca debido a la emisión de longitudes de onda ultravioleta, dañina para el ser humano, por lo que el dispositivo de encapsulado debe ser robusto para proteger a los usuarios de dichas radiaciones.

Estos LEDs basan su funcionamiento en convertir emisiones del espectro ultravioleta en luz blanca mediante el uso de fósforos, que “filtran” estas longitudes de onda en luz blanca al llevar a cabo recombinaciones electrón-hueco, utilizando el principio del efecto fotoeléctrico mencionado previamente en este trabajo. Si se tiene una buena uniformidad en la colocación de los fósforos se tendrá uniformidad en la emisión de luz blanca y es posible obtener IRC alto.

### **2.2.2.2 LED Azul + Fósforo amarillo**

La estructura de estos LEDs es muy similar al LED UV + Fósforo RGB, sin embargo este dispositivo no utiliza radiaciones ultravioleta, haciéndolo más seguro. Con esta técnica es teóricamente posible variar la cromaticidad del blanco, pudiéndola llevar del azul al punto de cromaticidad del fósforo, caracterizada por una curva denominada pcLED (phosphore converted Light Emitting Diode), sin embargo debido a las limitantes para generar longitudes de onda azul y los materiales utilizados para el dopado de los fósforos, sólo es posible obtener ciertos tonos de blanco, comercialmente hablando existen de 5500 K y 3200 K, con IRC de 70 y 90 respectivamente.

Al igual que con los LEDs UV + Fósforo RGB, la colocación de los fósforos sobre el chip juega un papel fundamental en la uniformidad de luz blanca emitida. Gracias al avance de la tecnología, las técnicas para la colocación de los fósforos a evolucionado, en un principio los fósforos o podían ser colocados uniformemente (es decir existían partes en la cubierta de fósforo más gruesas que otras), por lo que la luz debía viajar diferentes distancias para salir al exterior. En la actualidad es posible distribuir de manera uniforme los fósforos sobre el chip del LED, por lo que la luz viaja la misma distancia sin importar la dirección en que se emita.

### **2.2.2.3 LED RGB**

La mezcla de los colores primario rojo, verde y azul (RGB), permite obtener cualquier color dentro del espectro electromagnético visible. Los LEDs RGB toman este principio con el fin de la obtención de luz blanca.

Al igual que otras técnicas, esta presenta sus ventajas y desventajas, primeramente es necesario conocer las características de los dispositivos a utilizar, entre estas el flujo luminoso (lm) de cada dispositivo y la reducción de emisividad con respecto a la temperatura. Además, debido a la cantidad de luz emitida por cada una de las fuentes debe ser precisa, y que un LED rojo reduce su flujo luminoso en 10% por cada 10° C en que la temperatura aumenta, un LED verde reduce su flujo luminoso un 5% por cada 10° C que la temperatura aumenta y un LED azul reduce su flujo luminoso un 2% por cada 10° C que su temperatura se incrementa y dado el corrimiento hacia una longitud de onda mayor con el incremento de la temperatura de los LEDs, es necesario implementar un lazo de control que sense cada una de las fuentes de luz y las ajuste de manera individual ya sea mediante el uso de modulación de pulso o mediante la variación de corriente. Finalmente hay que recordar el efecto de envejecimiento de los LEDs, ya que cada LED se fabrica mediante el uso de compuestos diferentes, su envejecimiento también lo es, y hay que tomar en cuenta este factor para la fabricación de LEDs RGB.

Por otro lado, dado a que se utiliza un dispositivo óptico para mezclar luz, presenta una eficacia elevada con respecto a otras técnicas en las que se utiliza fósforo para la emisión de longitudes de onda.

### 2.2.3 LEDs de potencia comerciales

Como parte de este trabajo de tesis se llevó a cabo una investigación de los distintos productos existentes en el mercado, a continuación se presentan algunas de las alternativas que presentan los fabricantes de LEDs de potencia <sup>[10]</sup>.

OSRAM: Su dispositivo Goleen Dragon es de montaje superficial y maneja potencias de 1.2 y 2.3 W y en distintos colores, blanco, verde ámbar y azul. El LED de 1.2 W utiliza 400 mA de corriente directa, emite 20 lm/W con una longitud de onda de 617 nm y un ángulo de visualización de 120°, mientras que el LED de 2.3 W utiliza 500 mA, emite 21 lm/W y una temperatura de color de 5600 K, con ángulo de visualización de 120°.

A-Bright: sus dispositivos MCPCB se fabrican para potencias de 1 W y en diferentes colores, blanco, azul, verde y rojo. También han desarrollado recientemente dispositivos de hasta 5 W, sin embargo los más comerciales son los de 1 W. Estos dispositivos pueden generar diferentes patrones de radiación, de 60° 120° y 180° de ángulo de visualización. La temperatura de color emitida es de 6000 K con un flujo luminoso de 30 lm para el LED blanco; 10 lm y 470 nm para el LED azul; 25 lm y 505 nm para el LED verde; 28 lm y 625 nm para el LED rojo.

Lumileds: al ser pioneros en la fabricación de LEDs de potencia, Lumileds cuenta con una amplia gama de dispositivos con diferentes características en su funcionamiento, que van desde 1 W, 2.4 W, 3 W, 4 W y 5 W, y en colores blanco, verde, rojo y azul, por citar algunos ejemplos. Cuentan también con diferentes patrones de radiación de 75°, 110°, 140° y 160°. Además de contar con excelente eficiencia desde sus dispositivos de 1 W, 25 lm y una temperatura de color de 5500° K para el LED blanco; 30 lm y longitud de onda de 530 nm para el LED verde; 20 lm y una longitud de onda de 470 nm para el LED azul; 42 lm y una longitud de onda de 627 nm para el LED rojo.

En este proyecto se utilizan tres LEDs Lumiled Luxeon K2 de 3 W, que pueden soportar una corriente directa de hasta 7700 mA y tienen un voltaje típico polarización de 3.4 V, con un flujo de 60 lm y una temperatura de color de 6500 K.

### 2.3 Aplicaciones de los LEDs

Debido a su tamaño, resistencia a impactos y versatilidad, los LEDs tienen un amplio campo de aplicación, que van desde el hogar hasta la industria automotriz.

Los LEDs son un medio apropiado para ser utilizados en el alumbrado de suelos, pavimentos, baños, alumbrado decorativo, alumbrado de exteriores, ambientación de habitaciones, señales de tránsito, anuncios programables, exhibidores y carteles programables, visualizadores audio rítmicos, indicadores en maquinaria y equipo computarizado, electrodomésticos, ropa, sensores de movimiento, linternas etc. <sup>[11]</sup> En la figura 2.4 se muestran algunas de las aplicaciones de los LEDs.



**Figura 2.4** Diversas aplicaciones de los LEDs

## 2.4 Fuentes de alimentación para LEDs

Las fuentes de alimentación son primordiales en cualquier sistema electrónico, gracias a él podemos activar y hacer funcionar cada uno de los componentes de nuestro sistema, de manera que cada uno realice las funciones que nosotros necesitamos o requerimos. Los elementos comerciales más comunes para esta aplicación son los denominados Drivers. Los Drivers para LEDs generalmente están diseñados para alimentarse por arreglos de baterías y vienen en un único encapsulado de fácil armado, sin embargo los valores de voltaje de entrada y salida, así como la corriente que provee el dispositivo es fija y es necesario un Driver específico para cada aplicación. Dado que la fuente de alimentación más común en las edificaciones humanas es un tomacorriente, el cuál nos provee de un voltaje de 120 Vca, para poder emplearlo en esta aplicación es necesario convertir esa señal de corriente alterna en corriente directa. En el mercado existen algunos Drivers con diferentes características, en la tabla 2.4 se listan algunos ejemplos representativos y sus características.

**Tabla 2.4** Drivers comerciales para LEDs de potencia

Driver	Voltaje de alimentación	Número de LEDs que alimenta
Xitanium	120 V ac	8 LEDs de 1 W o de 6 a 12 LEDs de 5 W
Microdriver 3	230 V ac	1 a 3 LEDs de 1 W
Microdriver 9	230 V ac	4 a 9 LEDs de 1 W
Microl V3	12 V ac/dc	1 a 3 LEDs de 1 W
Microl V9	12 V ac/dc	4 a 9 LEDs de 1 W
Micro Puck	3 V dc	1 LED de 1 W
Power Puck 350 mA	12 V dc	1 o 2 LEDs de 1 W
Power Puck 700mA	12 V dc	1 a 4 LEDs de 1 W o 1 LED de 5 W

### 2.4.1 Convertidores cd/cd

Los convertidores cd/cd son dispositivos electrónicos que convierten una fuente de voltaje, generalmente fija, a una salida de voltaje variable, que puede ser mayor, menor o inversa en polaridad a la señal de entrada. <sup>[12] [13] [14] [15]</sup>

Los convertidores cd/cd se dividen en dos familias, con aislamiento y sin aislamiento. Existen tres topologías básicas de convertidores cd/cd sin aislamiento: elevador, reductor-elevador y cuk.

## 2.4.2 Convertidores cd/cd aislados

Los convertidores cd/cd con aislamiento galvánico son configuraciones derivadas del uso de un transformador en conjunto con un elemento activo y basadas en las topologías básicas de convertidores cd/cd. <sup>[14][15]</sup> A continuación se describe únicamente el convertidor cd/cd tipo Flyback, que es el convertidor utilizado en este proyecto.

### 2.4.2.1 Convertidor Flyback

Es un convertidor cd/cd con aislamiento galvánico entre la entrada y la salida, cuyo funcionamiento básico se basa en la carga de la inductancia del primario y descarga a través de la inductancia del secundario del transformador durante los tiempos de encendido y apagado del elemento activo, respectivamente. Es idóneo para aplicaciones de baja potencia y ahorro de energía (dada su naturaleza reductora y operación conmutada), es por eso que es el convertidor utilizado en esta aplicación. En la figura 2.5 se muestra la configuración básica del convertidor Flyback.

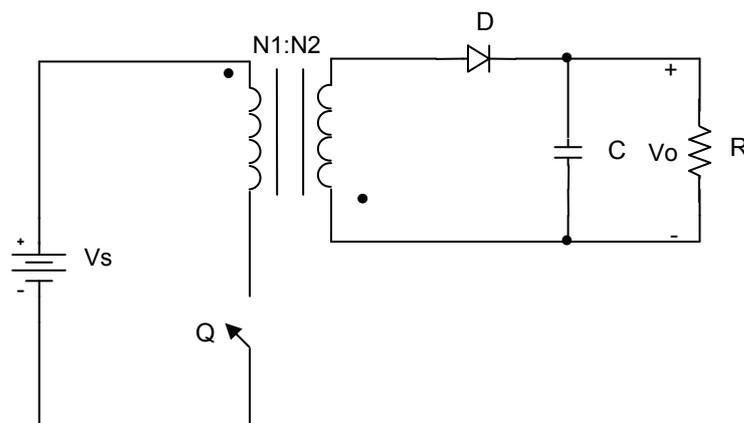
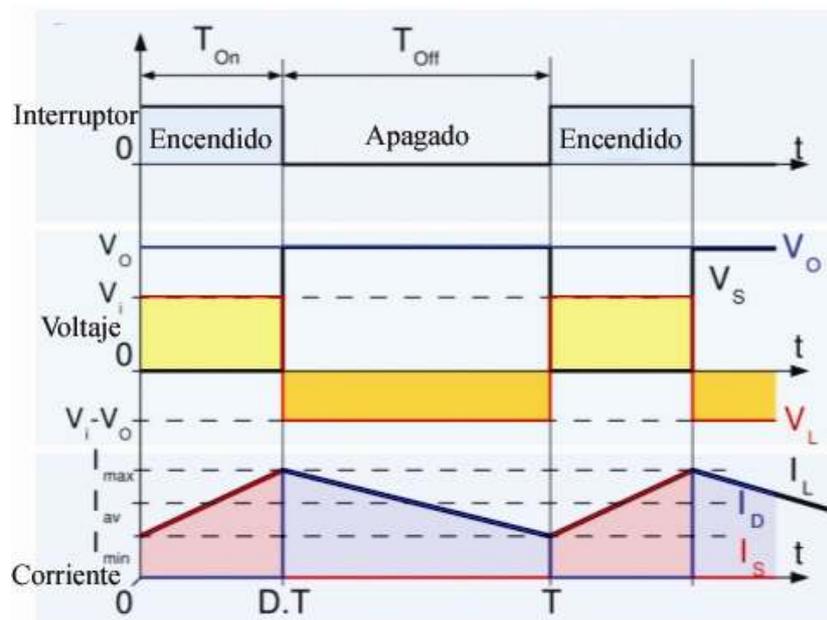


Figura 2.5 Convertidor Flyback

El convertidor Flyback puede operar en 2 modos: modo continuo o modo discontinuo.

En el **modo continuo**, la energía almacenada en el inductor en  $t_1$  nunca es liberada de manera completa, por lo que su corriente nunca llega a cero. Para este modo de operación, una inductancia alta es necesaria en el primario, de este modo la cantidad de energía almacenada en un ciclo de trabajo será mayor a la energía transferida durante el mismo, por lo que la energía promedio en el transformador es mayor a cero.

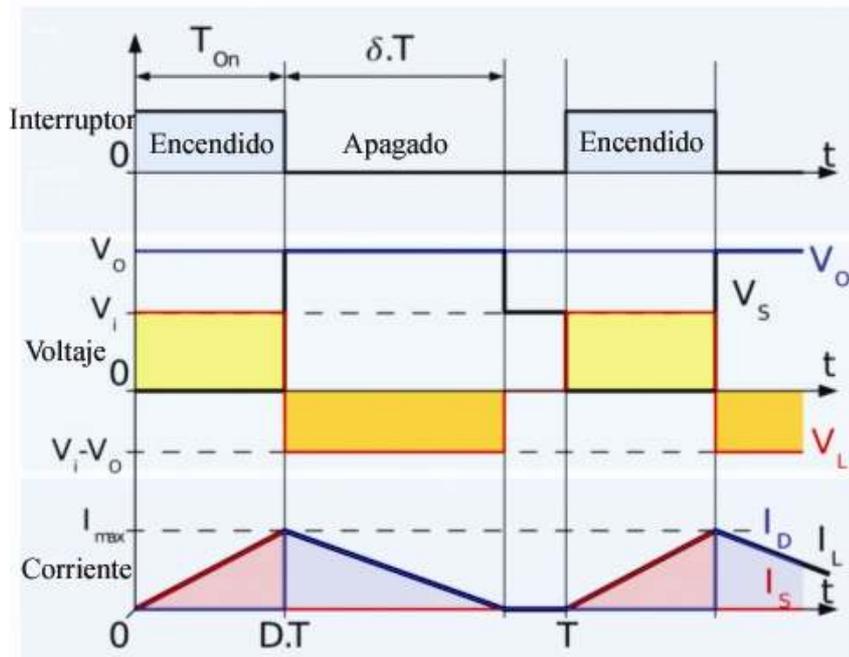
En la figura 2.6 se muestran la señal en el interruptor, así como las formas de onda correspondientes al voltaje en el elemento activo (donde  $D$  es el ciclo de trabajo en un periodo  $T$ ) y las corrientes en el primario cargando (rosa) y secundario descargando (lila); características del modo de operación continuo. Se puede apreciar que la corriente en el tiempo de apagado en el interruptor cae hasta un valor mínimo, mayor a cero; por lo que en ningún momento en el tiempo la corriente llega a un valor cero. El capacitor a la salida  $C$  es muy grande, por lo que  $V_o$ , se considera constante.



**Figura 2.6** Formas de onda asociadas al modo de operación continuo

En el **modo discontinuo**, la energía almacenada en el inductor  $L$  se libera de manera completa, por lo que en un segmento de tiempo la corriente del sistema es 0. En la figura 2.7 se muestran la señal en el interruptor (con un ciclo de trabajo  $D$  y un periodo  $T$ ), así como las formas de onda correspondientes al voltaje en el elemento activo y las corrientes en el primario (rosa) y secundario (lila); características del modo de operación discontinuo. Se puede apreciar que por un pequeño segmento de tiempo al final de cada ciclo la corriente toma valor de cero, liberándose así toda la energía

almacenada en el devanado primario. Al igual que en el modo de operación continua, dado que el capacitor de salida  $C$  es muy grande,  $V_o$  se considera constante.



**Figura 2.7** Formas de onda asociadas al modo de operación discontinuo

La manera de controlar el modo de funcionamiento (continuo o discontinuo) de un sistema establecido, operando bajo una frecuencia fija, se basa en el ciclo de trabajo, por lo que para realizar un control del modo de operación es necesario utilizar modulación de pulso, en el control del elemento activo (MOSFET). De esta manera el elemento más importante en el diseño de un convertidor Flyback es el transformador, el cual determina modo de funcionamiento, corrientes en el sistema, y la relación de voltaje entre la entrada y la salida. En este trabajo se utiliza modo de conducción discontinua, porque utiliza inductancias más pequeñas en el transformador.

#### 2.4.2.1.1 Transformadores

Son dispositivos que funcionando a altas frecuencias de conmutación, permiten aumentar o reducir un voltaje de entrada o tensión en un circuito de CA, manteniendo la frecuencia. En el transformador ideal, la potencia a la entrada es la misma que a la salida, sin embargo en la práctica existen pequeñas pérdidas debido a la resistencia intrínseca del material con el que se construye el transformador, de su diseño, de su tamaño, etc. <sup>[16][17]</sup>

El principio de funcionamiento de un transformador se basa en el fenómeno de inducción magnética, y construidos en su forma más simple por dos bobinas devanadas sobre un núcleo de ferrita, cuyo tipo de material puede variar de acuerdo a las características requeridas. A los devanados se les denomina primario y secundario según corresponda a la entrada o salida del sistema en cuestión. También pueden construirse transformadores con más devanados.

Si se aplica una corriente de CA al primario se genera un campo magnético (que depende de la frecuencia y el número de vueltas del devanado); y este, por inducción magnética, genera la aparición de corriente en el secundario, de la misma frecuencia que la señal original, pero que puede ser de mayor o menor amplitud dependiendo de la relación de vueltas que exista entre el primario y el secundario. La relación entre el voltaje a la entrada y a la salida es directamente proporcional al número de vueltas que tenga cada devanado. Si el secundario tiene tres veces el número de vueltas del primario, el voltaje a la salida será tres veces la de la entrada. Sin embargo, debido a las leyes de conservación de energía, si el transformador es elevador en voltaje, será reductor en corriente y viceversa, en la misma relación al número de vueltas de los devanados.

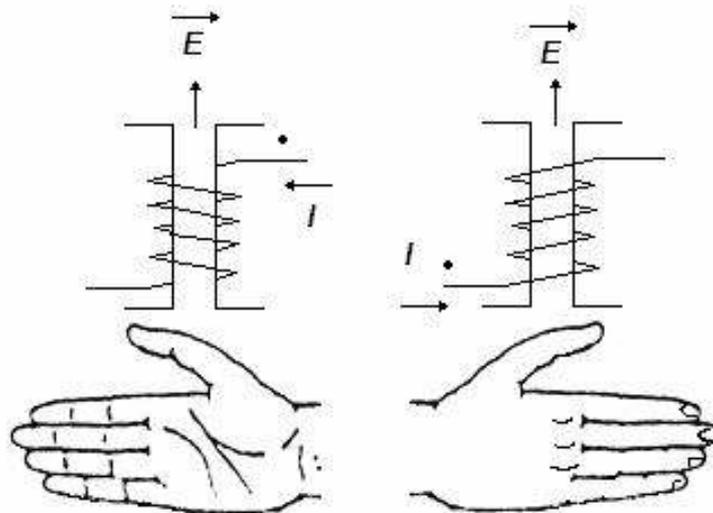
#### **2.4.2.1.2 Construcción**

Para la construcción de un transformador es necesario un medio magnetizante o núcleo y dos (o más) embobinados, alrededor de éste. Lo siguiente es la definición de las marcas de polaridad, estas representan el sentido de flujo de la corriente en el embobinado.

Cabe mencionar que tanto para su construcción como para determinar marcas de polaridad en un transformador ya construido, el punto “inicial” es totalmente arbitrario y depende de quien lo determine en el momento, sin embargo, la segunda marca de polaridad esta determinado por el sentido de las vueltas del embobinado y de la colocación de la primera marca de polaridad. Una vez determinado el primer punto, se sigue con los dedos el sentido del embobinado y por regla de la mano derecha se determina el sentido del campo magnético a través del núcleo.

La segunda marca de polaridad se determina al aplicar el mismo procedimiento que para el primer embobinado, tomando en cuenta lo siguiente, el sentido del campo magnético determinado por la ley de la mano derecha en ambos casos debe coincidir en su dirección.

En la figura 2.8 se muestra la manera de determinar la correspondencia entre puntos, corrientes y campo magnético en un embobinado arbitrario, utilizando la regla de la mano derecha.



**Figura 2.8** Marcas de polaridad determinadas por regla de la mano derecha

## **CAPÍTULO 3.**

# **Diseño y control del sistema de alimentación**

### **3.1 Especificaciones del sistema**

Para diseñar el sistema, es imperativo primeramente establecer las especificaciones necesarias para poner en funcionamiento el arreglo de LEDs. Estas especificaciones son:

- Voltaje de Alimentación: 120 Vrms a 60 Hz
- Voltaje de salida: 12 V
- Potencia de salida: 10 W
- Frecuencia de oscilación del convertidor tipo Flyback: de 120 a 130 kHz
- Ciclo de trabajo (D): < 50%

Cabe mencionar que a la entrada del circuito se utilizó un transformador de AC, para reducir el voltaje a la entrada de 125 Vrms a 40 Vrms, por lo que después de la rectificación y el condensador, el voltaje de entrada al convertidor cd/cd es de 50 Vcd.

### **3.2 Diseño del convertidor Flyback**

Dadas las especificaciones del sistema se realizan los cálculos para diseñar y escoger los elementos necesarios del convertidor cd/cd, los elementos a calcular para la implementación del convertidor Flyback son:

- Transformador
- Elemento de conmutación para el convertidor tipo Flyback

#### **3.2.1 Cálculo del transformador**

Para determinar los valores de las inductancias del transformador se especifican las condiciones en las que éste debe operar, voltajes máximo y mínimo de entrada, potencia de salida, frecuencia de operación y ciclo útil de trabajo. Así como determinar el núcleo de ferrita y el diámetro del alambre magneto a utilizar para la aplicación. A

continuación se muestran los cálculos para el diseño del transformador en modo de conducción discontinua. [15][18]

#### Parámetros de diseño

- Voltaje de entrada  $V_{in} = 50$  Vcd, proporcionados por el transformador de AC
- Voltaje de salida  $V_{out} = 12$  Vcd a 700 mA, alimentación requerida por los LEDs
- Frecuencia de operación 120 kHz (frecuencia mínima de operación típica del TNY279P)
- % ciclo de trabajo máximo ( $D_{max}$ )= 40%

Modo de operación: Modo de Conducción Discontinua

#### 1) Cálculo de corriente pico en el inductor primario $I_{pp}$

$$I_{pp} = \frac{2P_{out}}{(V_{in_{min}} * D_{max})} = 1.125A \quad (5)$$

Donde:

$P_{out}$  = la potencia de salida del sistema en W

$V_{in_{min}}$  = Voltaje mínimo estimado a la entrada en V

#### 2) Cálculo de ciclo mínimo de trabajo $D_{min}$

Permitiendo márgenes de 10%       $V_{in_{max}} = 60$  Vcd

$V_{in_{min}} = 40$  Vcd

Rango de voltaje de entrada C definido como  $V_{in_{max}}/V_{in_{min}}$

$$D_{min} = \frac{D_{max}}{((1 - D_{max})C + D_{max})} = 0.3 \quad (6)$$

#### 3) Cálculo de la inductancia del primario $L_p$

$$L_p = \frac{(V_{in_{min}} * D_{max})}{(I_{pp} * f)} = 0.102mH \quad (7)$$

Donde:

$f$  = la frecuencia de operación del sistema en Hz

Una vez calculadas la inductancia del primario y la corriente que fluye a través de esta, se procede como a seleccionar el núcleo del transformador.

#### 4) Selección del núcleo

Para la selección del núcleo se debe utilizar el que mejor aproxime a los resultados de la siguiente fórmula:

$$Ac * Ae = \frac{\left(\left(\left(6.33 * 4\right) * L_p * I_{pp} * d^2\right) * 10^8\right)}{\left(Ae * B_{max}^2\right)} \quad (8)$$

Dónde:

$Ac$  = área de embobinado ( $cm^2$ )

$Ae$  = área de núcleo efectiva ( $cm^2$ )

$B_{max}$  = densidad de flujo máximo, depende del núcleo y tipo de material

$d$  = diámetro del alambre magneto empleado

Sin embargo debido a las restricciones del material disponible se utilizó un núcleo RM14 de material P y alambre AWG22 ( $d = 0.028$  in). Por lo que los cálculos continúan de la siguiente manera.

#### 5) Cálculo del entrehierro $I_g$

$$I_g = \frac{\left(0.4\pi * L_p * I_{pp}^2\right) * 10^8}{\left(Ae * B_{max}^2\right)} = 0.033cm \quad (9)$$

Donde:

$Ae$  y  $B_{max}$  = son parámetros del núcleo de ferrita utilizado, especificados en sus hojas de datos, para el RM14 de material P son  $1.98 cm^2$  y  $500$  respectivamente.

#### 6) Calculo del número de vueltas en el primario y secundario

$$N_{pri} = \frac{\left(B_{max} * I_g\right)}{\left(0.4\pi * I_{pp}\right)} = 11.9 \quad (10)$$

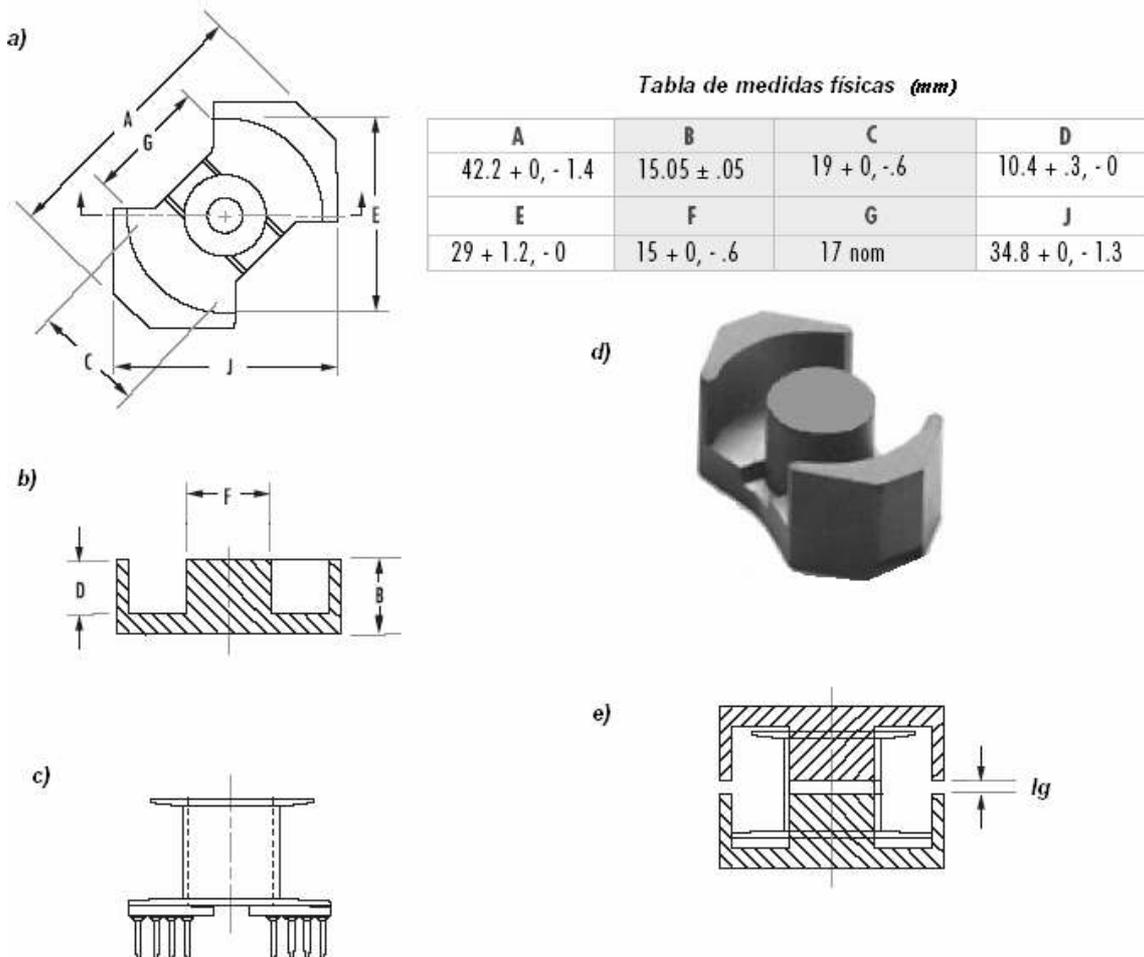
Se usaron 12 vueltas, compensando por efectos de pérdidas en los materiales.

$$N_{sec} = \frac{\left(N_{pri} * (V_{out} + V_d) * (1 - D_{max})\right)}{\left(V_{in_{min}} * D_{max}\right)} = 6.5 \quad (11)$$

Se usaron 7 vueltas debido a los mismos motivos que en cálculo anterior.

En la figura 3.1 (a) se muestra la vista superior del núcleo RM14 con sus medidas físicas, utilizado para la construcción del transformador del convertidor Flyback en modo de conducción discontinua, con entrada de 36 Vrms y salida de 10 W a 12 Vcd.

En la figura 3.1 (b) muestra la vista lateral de una sección del núcleo RM14 con sus respectivas medidas físicas. La figura 3.1 (c) muestra la vista lateral del carrete de embobinado para el núcleo RM14. En la figura 3.1 (d) se muestra la apariencia real de una de las dos secciones del núcleo de ferrita que se utilizan para el transformador del convertidor Flyback. Finalmente la figura 3.1 (e) muestra el núcleo de ferrita completo armado en el carrete de embobinado y el entrehierro  $I_g$ .



**Figura 3.1** Núcleo RM14, vistas y dimensiones

### 3.2.2 Requerimientos de los semiconductores

Debido a las características de operación en frecuencia y a la potencia del circuito, el elemento de conmutación a utilizar más recomendable es un transistor Mosfet de potencia. Sin embargo, es necesario calcular el voltaje y la potencia que circularan a través del mismo. La corriente a través de este elemento es la misma que circula en el inductor primario ya que son elementos en serie, esta ya esta calculada ( $I_{pp}$ , de la sección anterior) y es de aproximadamente 1.3 A. El voltaje en el caso que el transistor esté apagado, su valor máximo, será aproximadamente el doble del valor del voltaje de entrada, así tenemos que el valor máximo a soportar es 100 Vcd. De este modo el transistor a utilizar deberá ser capaz de soportar más de 1.3 A y al menos 100 Vcd. En el caso del diodo en el secundario, es necesario que éste sea de conmutación rápida y que soporte más de 5 A y 12 V de polarización inversa.

### 3.3 Simulación del sistema a lazo abierto (señales de salida)

Una vez determinados los valores de las inductancias del transformador y la resistencia de carga equivalente a 3 LEDs de 3 W (10.5 V a 0.7 A), se ha utilizado el software de simulación PSpice para observar la forma de onda a la salida del sistema a lazo abierto, introduciendo control mediante un generador de onda cuadrada a ciclo de trabajo de 30%. En la figura 3.1 se muestra el diagrama esquemático del sistema simulado.

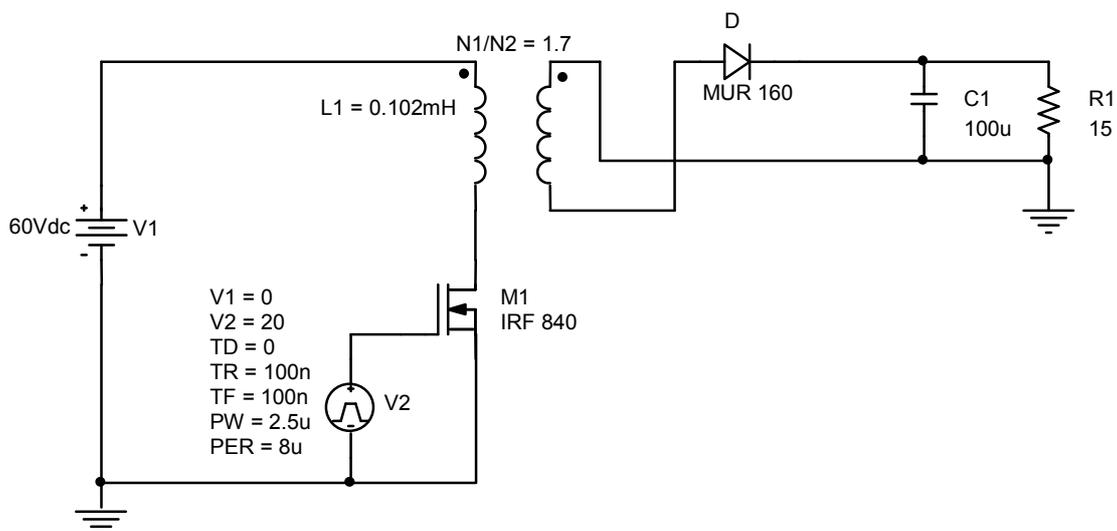


Figura 3.2 Diagrama esquemático del sistema simulado

En las figuras 3.3(a) y 3.4 (a) se muestran la señal de control del dispositivo activo, en la figura 3.3 (b) voltaje en el dispositivo activo y 3.3(c) voltaje en el diodo MUR 160 dispositivos en que se observa una discontinuidad, mientras que la figura 3.4(b) se muestra la corriente en el primario y 3.4(c) la corriente en secundario del transformador operando en modo discontinuo (MCD), verificándose de esta manera la operación del circuito con respecto al diseño obtenido.

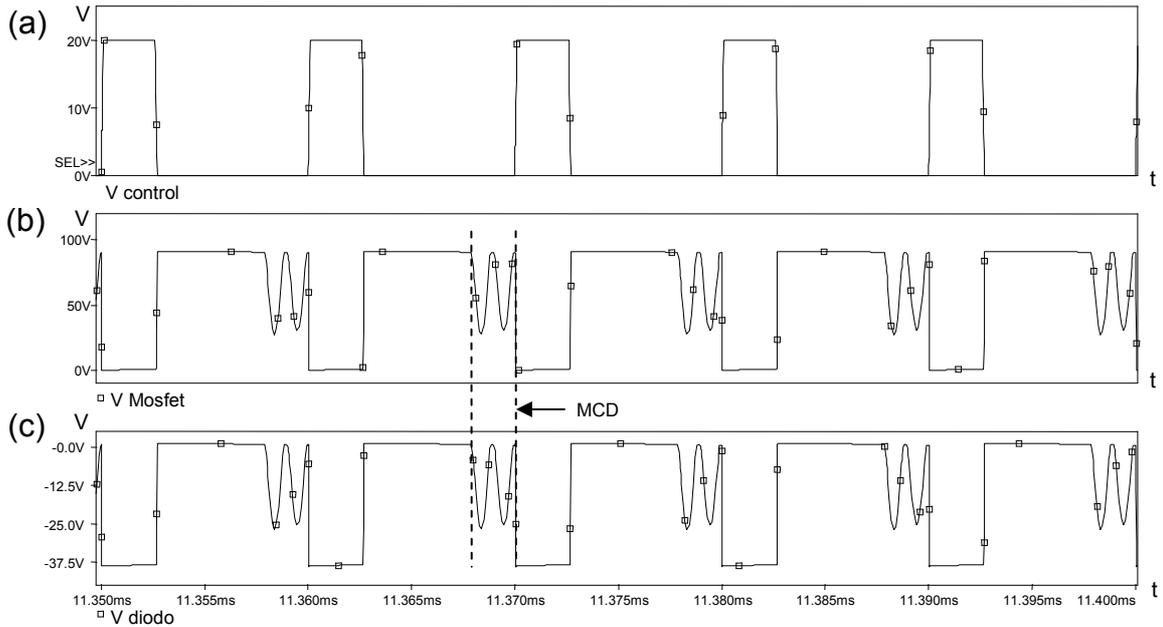


Figura 3.3 Señales de control, voltaje en M1 y voltaje en MUR160

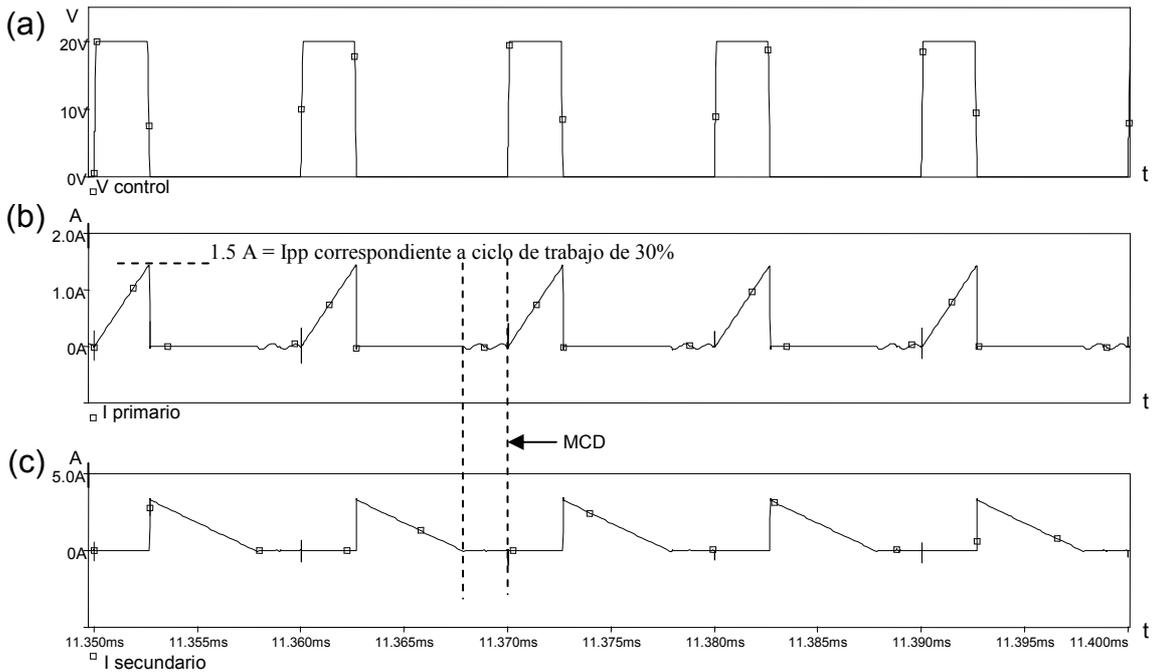
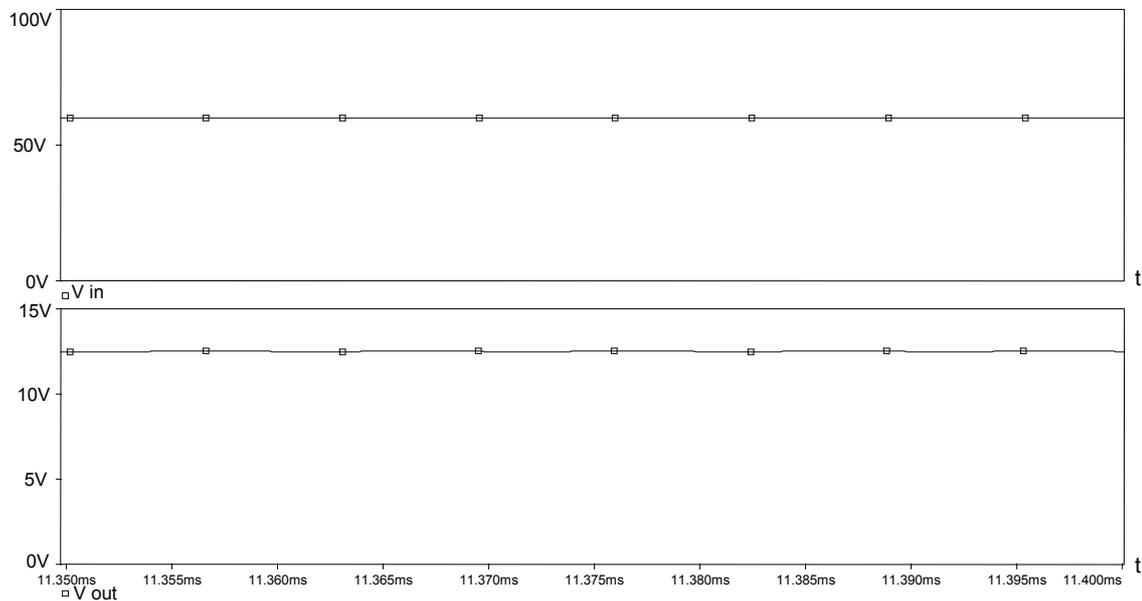


Figura 3.4 Señales de corriente en el primario y secundario del transformador, operando en modo discontinuo

A continuación, en la figura 3.5, se muestra la simulación de los voltajes de entrada y salida del sistema.



**Figura 3.5** Voltajes de entrada y salida del sistema simulado

Se puede observar que con un ciclo de trabajo de 30% y una frecuencia de operación de 120 kHz, el voltaje a la salida es de 12.5 Vcd, demostrando que el transformador puede brindar la energía necesaria a los LEDs, y un poco más. De esta manera se ha comprobado que los cálculos realizados para el diseño del transformador son válidos para funcionar bajo las condiciones deseadas y es capaz de proporcionar la potencia suficiente a la salida del sistema. Otros valores importantes a considerar para la construcción del sistema son el voltaje en el diodo de rectificación en el secundario y elemento de conmutación, en base a la señal de control, para seleccionar los elementos que puedan cumplir con las exigencias del sistema.

### 3.4 Análisis y diseño del circuito de control

Las fuentes de alimentación de cd se requieren para la mayoría de los sistemas electrónicos analógicos y digitales, y son diseñados para cumplir todos o algunos de las siguientes características:

- Salida regulada: el voltaje de salida debe mantenerse constante dentro de un rango de voltaje de entrada y carga de salida.
- Aislamiento: la salida puede requerir aislamiento eléctrico de la entrada.

- Múltiples salidas: puede haber múltiples salidas (positivas y negativas) que pueden diferir en sus valores de voltaje y corriente. Dichas salidas pueden estar aisladas entre sí.

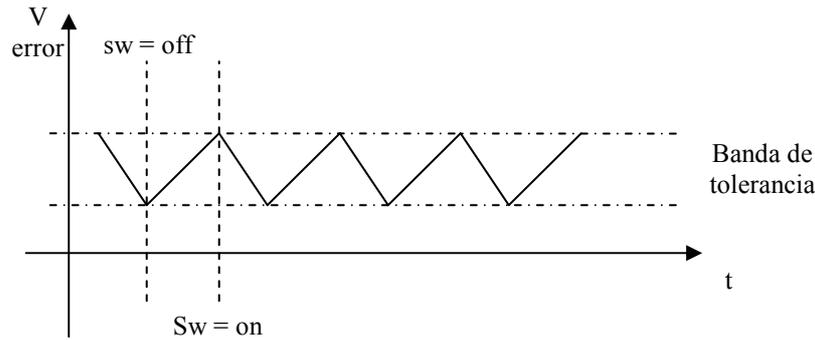
Además de estas características, también se desea que el tamaño y peso de las fuentes sea reducido, así como mejorar su eficiencia. Tradicionalmente se han utilizado fuentes lineales de alimentación, sin embargo los avances de la tecnología de semiconductores ha guiado a las fuentes conmutadas de alimentación, que son más pequeñas y mucho más eficientes. Las fuentes conmutadas de alimentación se realizan mediante el uso de convertidores cd/cd.

### **3.4.1 Control de fuentes de alimentación conmutadas**

El voltaje de salida de fuentes de cd se regula para estar dentro de un rango de respuesta a cambios de carga y voltaje de entrada. Esto se logra al utilizar un sistema de control por retroalimentación. Cuando la salida esta aislada eléctricamente de la entrada del sistema, la retroalimentación requiere también de aislamiento, ya que los elementos de conmutación y sensado del control tienen tierras de diferente potencial. Para este propósito se utilizan opto acopladores, cuyas características de operación deben ser acordes a las características de operación del sistema de alimentación.

### **3.4.2 Control modo corriente**

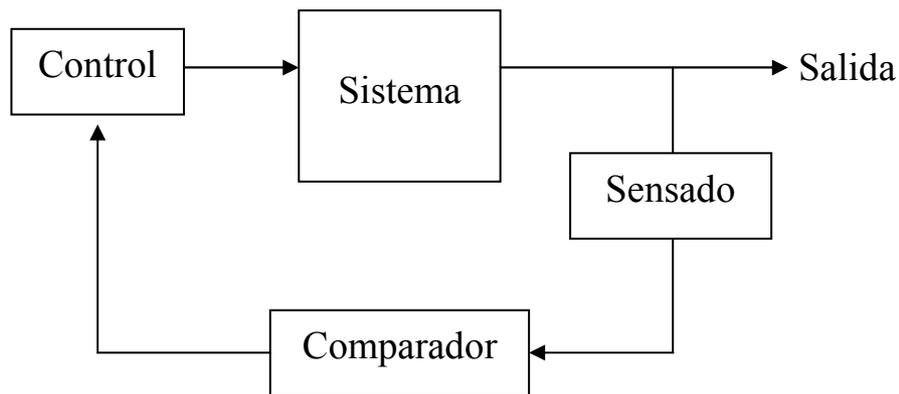
Si existe una variación en el voltaje de entrada o en la carga, se produce un error en el voltaje de salida, el cuál debe corregirse mediante la retroalimentación. En el control on-off con histéresis, la salida es sensada y comparado con un valor fijo de referencia, esta diferencia es el error del sistema. Cuando el error es mayor al límite establecido, el control apaga el elemento de conmutación y no se enciende hasta que el error alcance un límite inferior, a este rango del error se le denomina banda de tolerancia (ver figura 3.6). En un control modo corriente el error es la diferencia entre la corriente sensada y el valor de corriente deseado del sistema. Para poder medir el valor de la corriente en el sistema existe más de un método, y la elección de éste varía dependiendo de las necesidades y restricciones del sistema.



**Figura 3.6** Control on-off con histéresis

### 3.4.3 Implementación del control on-off con histéresis

Para implementar control en un sistema es necesario comprobar la estabilidad del mismo, sin embargo, dado que esta tesis no se enfoca al control, sino a la aplicación del sistema, se omite esta parte del análisis matemático. El diagrama a bloques del sistema de control a implementar se muestra en la figura 3.7.



**Figura 3.7** Diagrama a bloques del sistema de control

Se mide la corriente de salida y se compara con un valor de referencia, el error llega al control y éste realiza las conmutaciones de encendido y apagado del sistema. A continuación se describen a detalle cada una de las etapas del sistema de control.

#### 3.4.3.1 Sensado de corriente

El sistema requiere a la salida un voltaje de al menos 10.5 V a corriente constante de 700 mA, por lo que se realiza control indirecto por sensado de corriente, para esto los amplificadores operacionales deben ser de respuesta rápida y de alta inmunidad al ruido. En la figura 3.8 se muestra el sistema de sensado con ganancia 10.

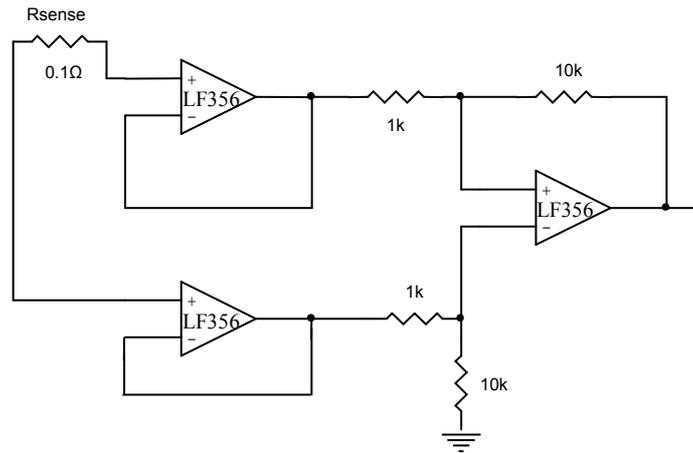


Figura 3.8 Sistema de sensado con ganancia 10

### 3.4.3.2 Comparador

Para comparar la corriente de sensado y el punto de referencia, se utilizó un amplificador operacional que en conjunto con un arreglo de resistencias proveen de un comparador con histéresis con valores lógicos de salida de 1 ó 0, según corresponda con la banda de tolerancia.

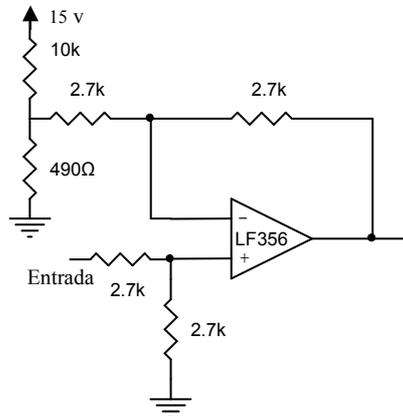
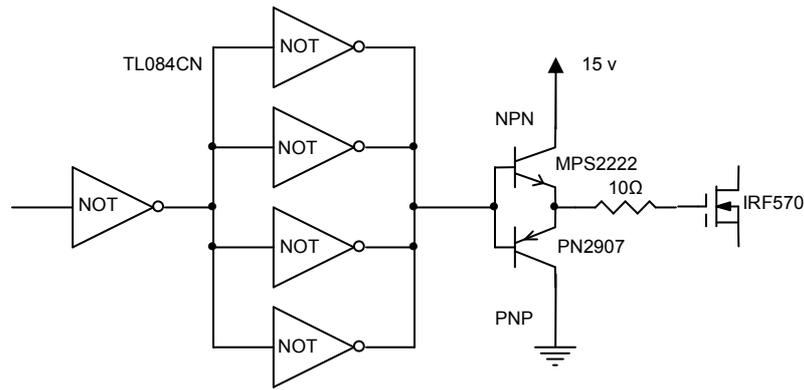


Figura 3.9 Comparador con histéresis

### 3.4.3.3 Control

Para encender y apagar el Mosfet, es necesario alimentar el Drain con voltaje suficiente, de modo que conmute de la manera deseada, por lo que se utiliza un driver de compuertas NOT para realizar una doble negación y eliminar posibles señales de ruido, y operando en saturación y corte dos transistores par. En la figura 3.10 se muestra el arreglo utilizado para activar y desactivar el elemento de conmutación de potencia.



**Figura 3.10** Driver para control del Mosfet

Una vez diseñado cada uno de los bloques del sistema de control se han probado por separado y en conjunto de manera satisfactoria, sin embargo un problema ocurre con este esquema de control en particular, y es que debido a los componentes y las referencias que estos utilizan, el aislamiento galvánico natural del convertidor Flyback se ve comprometido, por lo que fue necesario la búsqueda de algún componente que permita realizar todo el proceso anterior y que a la vez conserve aislamiento entre las etapas del primario y secundario.

### 3.5 Selección del circuito de control

Una vez analizado y diseñado el sistema, para eliminar el uso de elementos extra como lo pueden ser fuentes de alimentación externas y generadores de señales, se seleccionó un dispositivo de conmutación capaz de regular eficientemente el ciclo de trabajo y la frecuencia del circuito, el TinySwitch 279P (TNY279), en conjunto con un sistema de sensado de corriente es capaz de realizar control on-off con histéresis, sustituyendo así mucha circuitería que hubiera sido necesaria de realizar el control por secciones como se muestra en la figura 3.7 ahorrando espacio y reduciendo costo del circuito final. Este dispositivo de conmutación tiene varias ventajas con respecto a un Mosfet tradicional, las cuales se listan a continuación:

- Control encendido/apagado simple, que no requiere compensación.
- Limite de corriente seleccionable, con el cambio de un capacitor entre el pin BP/M y Source, sin necesidad de rediseñar otras secciones del circuito.

- Oscilador con modulación de pulso programable. No requiere de otras señales de reloj externas para su encendido/apagado, ahorrando espacio y costos de construcción.
- Auto recuperación, no requiere el uso de un reset externo.
- Corrección de Jitter, en caso de variaciones de la referencia entre ciclos de trabajo.
- Amplio ancho de banda.
- Eficiencia aproximada del 75% dependiendo de la aplicación.
- Soporta 700V y hasta 22A a la entrada de alimentación.

Para poder entender mejor el funcionamiento y cualidades del TNY279P, en la figura 3.11, se muestra el esquema interno del dispositivo, junto con las características especiales más importantes del mismo.

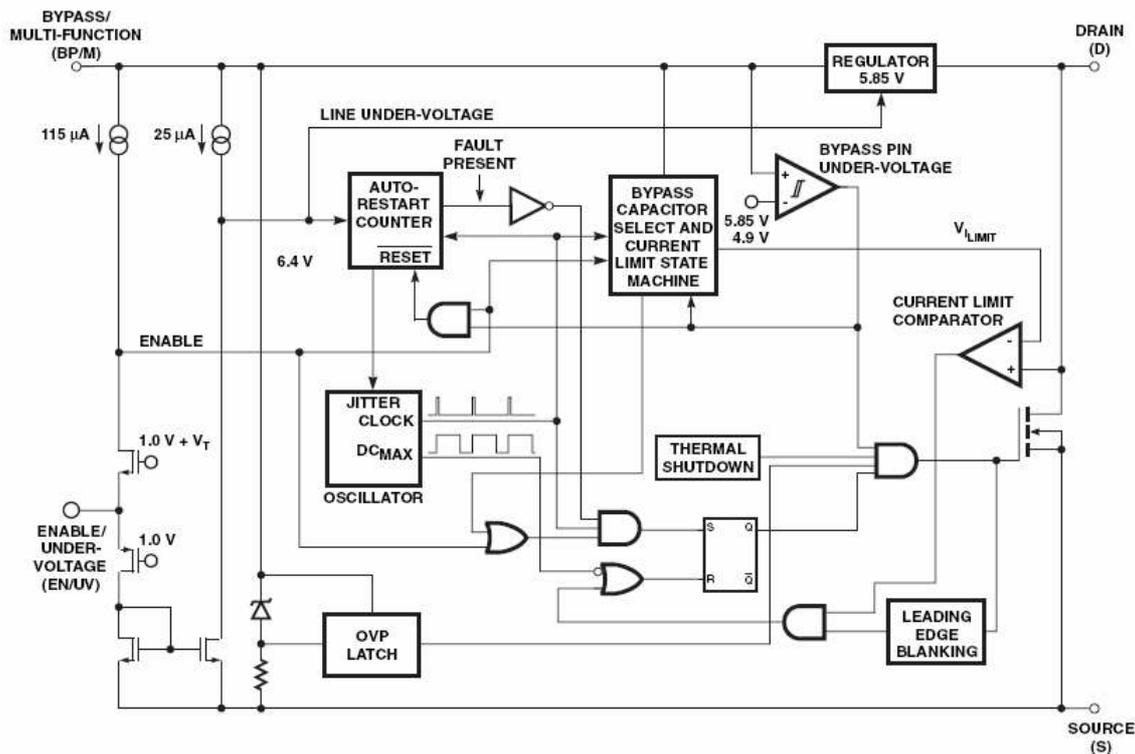


Figura 3.11 Diagrama interno del TNY279P

El TNY279 se alimenta mediante el pin Drain y enciende el Mosfet cuando EN/UV se encuentre en alto y mientras no se alcance el límite de corriente en BP/M o el ciclo de trabajo máximo. Si ocurre un error, el dispositivo puede reiniciar automáticamente, sin necesidad de un reset externo. A continuación se describen las funciones integradas en el TNY279P.

Bypass/Multifunction: es selector de corriente límite, ajustable vía un capacitor conectado a Source. Apaga el dispositivo al alcanzar el límite de corriente (adaptable y con valores típicos de 75  $\mu\text{A}$  a 115  $\mu\text{A}$  ) y cuando el voltaje cae a menos de 4.9 V.

Enable/Undervoltaje: Habilita apagado por de bajo voltaje de línea y controla el Mosfet. Si no hay resistencia conectada entre este pin y la línea de alimentación, la función de detección de bajo voltaje se deshabilita automáticamente.

Protección de sobrecalentamiento: Apaga el Mosfet cuando la temperatura haciende a 142 °C, con una histéresis de 75 °C.

Máquina de estados de límite de corriente: Es una fuente de 1.2 V de baja impedancia. Sensa en cada pulso de reloj (rising edge) si su estado esta en alto, de ser así, enciende el Mosfet, de lo contrario permanece apagado. Los cambios de estado de este elemento a mitad de un ciclo de reloj son ignorados.

Comparador de límite de corriente: Sensa la corriente del Mosfet, si esta llega al límite, apaga al Mosfet por el resto del ciclo. Una vez encendido el Mosfet, se inhibe por un corto periodo de tiempo para evitar terminaciones prematuras del ciclo. En estado estable el límite de corriente se adapta en caso de cambios en el valor de la carga, evitando que un ciclo termine si no se ha alcanzado el límite de corriente. En caso de no alcanzar el límite de corriente el Mosfet se mantiene encendido hasta alcanzar el ciclo de trabajo máximo.

Auto-restart: En caso de fallos, el sistema es capaz de reiniciar por propia cuenta cuando EN/UV se apaga. Si esto no ocurre en 64ms, el Mosfet se apaga 2.5 segundos. Si el error es condición de bajo voltaje de alimentación, el dispositivo no reinicia hasta que se elimina dicha condición.

Por las características anteriores, el TNY279P es un dispositivo diseñado para fuentes de alimentación de potencia baja y moderada.

Dadas las características del sistema, es necesario utilizar un opto acoplador que permita transmitir la señal de control al EN/UV del TNY279P sin perder el aislamiento

galvánico natural del circuito. El dispositivo seleccionado para este propósito es el PC 817A.

Para comprobar el funcionamiento correcto del TNY279P, y comprobar que el dispositivo es adecuado para esta aplicación, se utilizó en primera instancia un control modo voltaje. Se sensa el voltaje de salida directamente haciéndolo pasar por un diodo Zener de valor 10 V y un arreglo de resistencias en serie de 1 k $\Omega$  cada una, tomando la referencia en  $R_2$  y enviando la señal al TNY279 por medio del opto acoplador.

Cuando el valor de  $V_o$  es mayor a 12 V, este incremento de voltaje se refleja en la resistencia  $R_2$ , polarizando el emisor de luz, que activa el colector produciendo una caída de voltaje en EN/UV, apagando el dispositivo en el próximo inicio de ciclo de reloj. Es importante mencionar que la resistencia de carga a la salida del sistema puede variarse durante la operación del circuito, manteniéndose constante el voltaje a la salida del sistema. Sin embargo la carga mínima que soporta el mismo depende de la energía máxima que sea capaz de transferir el transformador a la frecuencia típica de operación del TNY279P.

En la figura 3.12 se muestra el esquemático del sistema de control por sensado de voltaje, utilizando el opto acoplador PC817 para aislamiento.

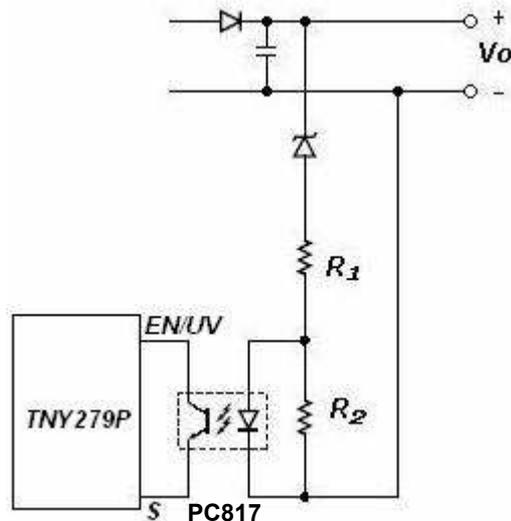


Figura 3.12 Sistema de sensado por voltaje

El circuito de sensado es un divisor de voltaje, por tal motivo el valor de voltaje en  $R_2$  se calcula fácilmente aplicando la siguiente fórmula:

$$V_{R2} = \frac{V_0 - V_z}{R_1 + R_2} R_2 \quad (12)$$

De esta manera se obtiene el valor de  $V_0$  y, dependiendo del voltaje en  $R_2$ , el TNY279 ajustará el ciclo de trabajo de tal manera que se tenga el valor de referencia seleccionado en el TNY279, que en este caso es de 1 V.

Tomando el sistema anterior como prueba del funcionamiento de la referencia programable del TNY279, se ha diseñado un sistema por sensado de corriente, el mismo que obtiene a la salida del sistema los valores de voltaje y corriente requeridos por los LEDs.

El sensado de corriente es un poco más complicado que el sensado de voltaje, sin embargo es lo más recomendable en esta aplicación, ya que brinda un trabajo eficiente de los LEDs de 3 W con mínimas variaciones en la intensidad luminosa que estos emiten. El sensado de corriente se hace a través de una resistencia de precisión, la cual mide la caída de voltaje y a través de un amplificador operacional se compara con una referencia fija (set point), a la salida del operacional se obtiene de esta manera el error de corriente amplificado y se transmite por medio del opto acoplador al TNY279. En la figura 3.13 se muestra la configuración utilizada.

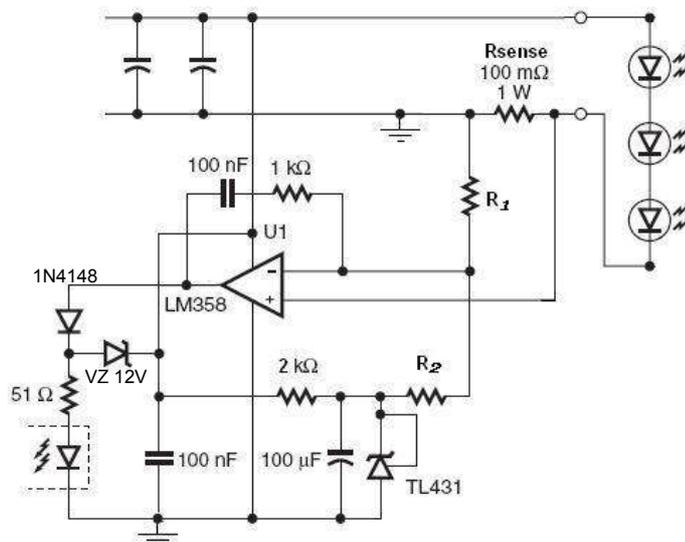


Figura 3.13 Sistema de sensado de corriente

El TL431 es un dispositivo de referencia de precisión programable que permite fijar una caída de voltaje y utilizarla como referencia, de entre 2.5 V hasta 30 V similar a un CI regulador de voltaje. La configuración de la figura 3.13 es para un voltaje de 2.5 V entre ánodo y cátodo.

Las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  se utilizan como divisor de voltaje, ajustando el set point, de tal modo que la caída de voltaje en  $R_1$  sea igual al voltaje deseado a en la resistencia de sensado con respecto a tierra (0.07 V). El valor de las resistencias en base al set point se calcula por la ley de **Ohm**:

$$V = I * R \quad (13)$$

Como la corriente a circular en el circuito es de 700 mA, y la resistencia de sensado es de  $0.1 \Omega$ , su caída de voltaje es de 0.07 V. A la salida del operacional tenemos un valor de 1 V con respecto a tierra mas el error de corriente amplificado, lo cuál al pasar al TNY279 por medio del opto acoplador, de este modo al sensar un error mayor que cero a la salida del operacional, el sistema ha alcanzado el valor máximo deseado, esto se transmite por medio del opto acoplador, que deshabilita el pin EN/UV del TNY279P, apagando el Mosfet y evitando así que el voltaje de salida del sistema crezca más allá del valor deseado.

## CAPÍTULO 4.

### Construcción del sistema y resultados experimentales

#### 4.1 Implementación del sistema

Una vez diseñado el sistema, se ha construido para comprobar el funcionamiento correcto del mismo.

Primeramente el sistema consta de la etapa de rectificación de voltaje, que se puede realizar mediante un puente rectificador de diodos comercial o bien por cuatro diodos 1N4001, configurados como se muestra en la figura 4.1.

El convertidor cd/cd Flyback se compone de un transformador, un elemento de conmutación de potencia en el primario con un filtro para transitorios, un diodo de respuesta rápida en el secundario y un capacitor a la salida. El filtro en paralelo con el primario del transformador es un circuito snubber, que sirve para recortar los picos de corriente y evitar que dañen al elemento de conmutación. El Mosfet se encuentra integrado en el TNY279P, como se ha especificado anteriormente en este documento. El diodo de respuesta rápida en el secundario es un diodo schotky en paralelo con un filtro RC análogo al circuito snubber en el primario, esto para evitar el efecto avalancha <sup>[21]</sup>, que puede dañar al diodo.

El sensado se realiza mediante la resistencia de precisión de  $0.1 \Omega$ , por la cual pasa  $I_2$  en el sistema, ésta se compara con el set point (ajustable mediante un potenciómetro desde el cátodo del TL431) en la resistencia de  $1 \text{ k}\Omega$  entre tierra y la entrada inversora del amplificador operacional (ver figura 4.1). A la salida del operacional tenemos el error de corriente con un offset de  $1 \text{ V}$ , que al ser mayor a cero, apaga la señal de habilitación del TNY279P por medio del PC817, apagando el Mosfet el siguiente ciclo de trabajo.

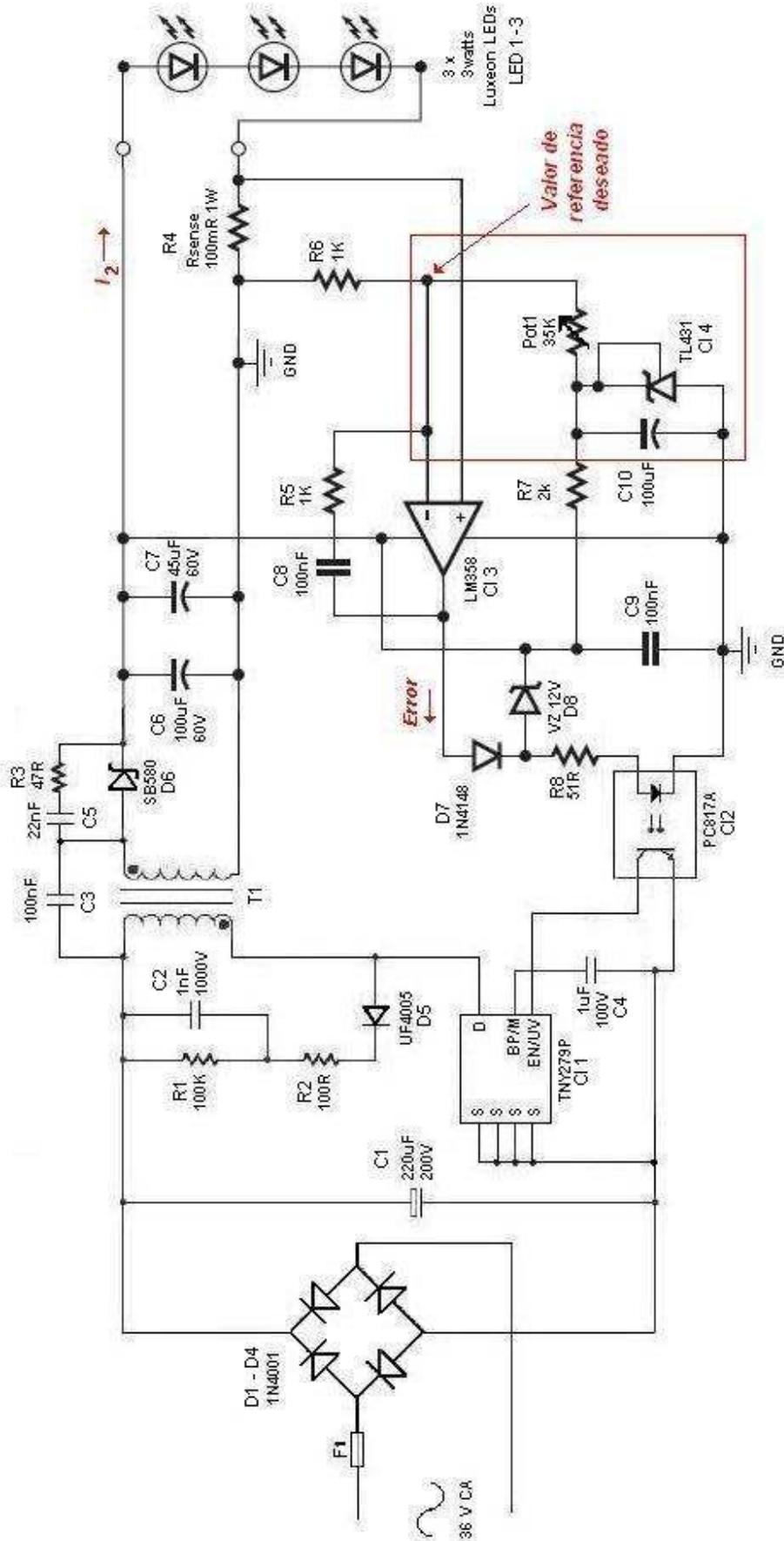


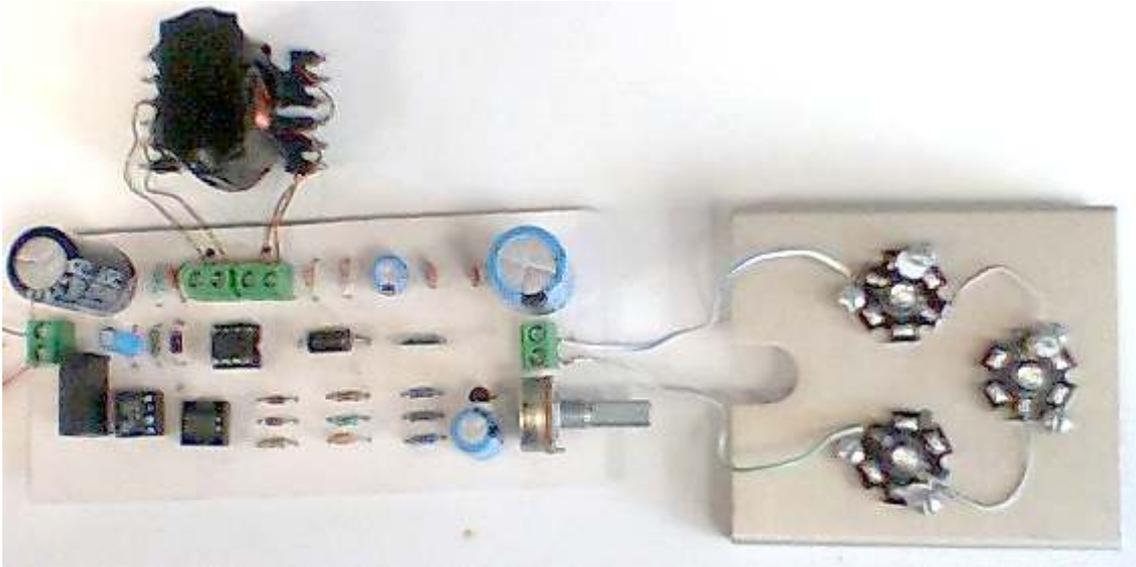
Figura 4.1 Esquemático del sistema con control por sensado de corriente

A continuación en la tabla 4.1 se muestra la lista de componentes utilizados para la construcción del sistema de alimentación de LEDs de potencia utilizando el convertidor cd/cd tipo Flyback, operando en modo discontinuo y utilizando control indirecto por sensado de corriente.

**Tabla 4.1** Lista de componentes y precios

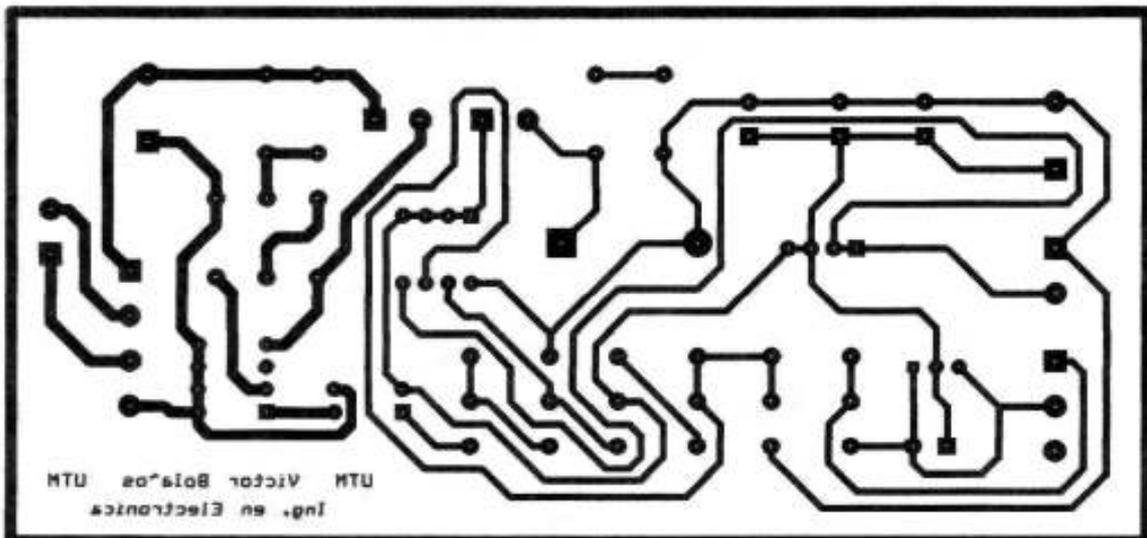
Componente	Descripción	Modelo	Valor	Proveedor	Costo Estimado \$
F1	Fusible 3 A		3 A	Witzuk	1
D1 – D4	Diodo rectificador	1N4001		AGElectrónica	1
D5	Diodo de recuperación ultra rápida	UF4005		AGElectrónica	4
D6	Diodo Schotky	SB580		Newak	5
D7	Diodo de recuperación rápida	1N4148		AGElectrónica	4
D8	Diodo Zener	DZ 12V	12 V	AGElectrónica	5
C1	Capacitor electrolítico		220 uF 200 V	Witzuk	20
C2	Capacitor cerámico		1 nF 1000 V	Witzuk	3
C3	Capacitor cerámico		100 nF	Witzuk	3
C4	Capacitor electrolítico		1 uF 100 V	Witzuk	10
C5	Capacitor cerámico		22 nF	Witzuk	3
C6	Capacitor electrolítico		100 uF 60 V	Witzuk	12
C7	Capacitor electrolítico		45 uF 60 V	Witzuk	15
C8 – C9	Capacitor cerámico		100 nF	Witzuk	3
C10	Capacitor electrolítico		100 uF 25 V	Witzuk	8
R1	Resistor ½ W		100 kΩ	Witzuk	0.5
R2	Resistor ½ W		100 Ω	Witzuk	0.5
R3	Resistor ½ W		47 Ω	Witzuk	0.5
R4	Resistor de precisión		0.1 Ω 1 W	Newark	15
R5 - R6	Resistor ½ W		1 kΩ	Witzuk	0.5
R7	Resistor ½ W		2 kΩ	Witzuk	0.5
R8	Resistor 1 W		51 Ω	Witzuk	0.5
Pot 1	Potenciómetro		35 kΩ	Witzuk	10
T1	Núcleo de ferrita		RM14		65
CI 1	TinySwitch III	TNY279P		Newark	32
CI 2	Opto acoplador	PC817A		AGElectrónica	5
CI 3	Amplificador operacional de baja potencia	LM358		AGElectrónica	6
CI 4	Referencia programable de precisión	TL431		AGElectrónica	5.5
LED1 - 3	Luxeon LED	K2	3 W		95
<b>Costo total estimado (pesos)</b>					<b>340</b>

En la figura 4.2, se muestra la construcción en circuito impreso del sistema de alimentación para LEDs de potencia.



**Figura 4.2** Circuito del sistema de alimentación para LEDs de potencia

En la figura 4.3 se muestran las pistas del circuito impreso diseñado e implementado con ayuda del software OrCAD.



**Figura 4.3** Pistas del circuito impreso

## 4.2 Pruebas de desempeño

Existen dos tipos de pruebas a realizar, y se muestran a continuación.

- **Pruebas de caja negra:** se realizan mediciones de entrada y salida tomando el sistema como un solo elemento.
- **Pruebas de caja blanca:** se realizan mediciones de entrada y salida de cada sección del sistema.

### 4.2.1 Pruebas de caja negra

En este tipo de prueba se alimenta al sistema con CA con valor de 50 V pico (36 V<sub>RMS</sub>), como se muestra en la figura 4.4, a la salida se mide el voltaje consumido por los 3 LEDs de potencia. Dicho voltaje tiene un valor promedio de 10.47 Vcd, midiendo un máximo de 10.5 V y un mínimo de 10.46 V, como se ve en la figura 4.5.

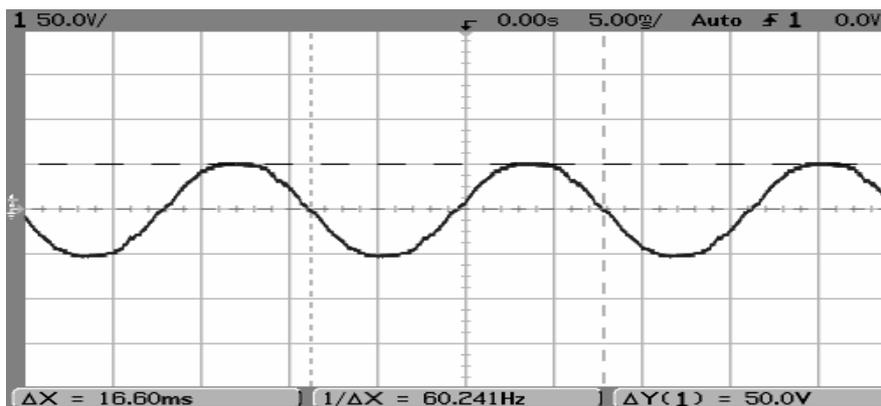


Figura 4.4 Voltaje de alimentación del sistema, voltaje de CA transformador

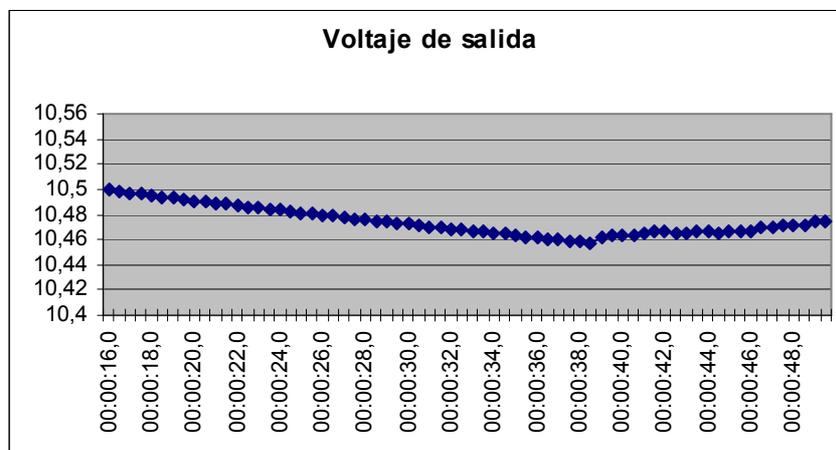
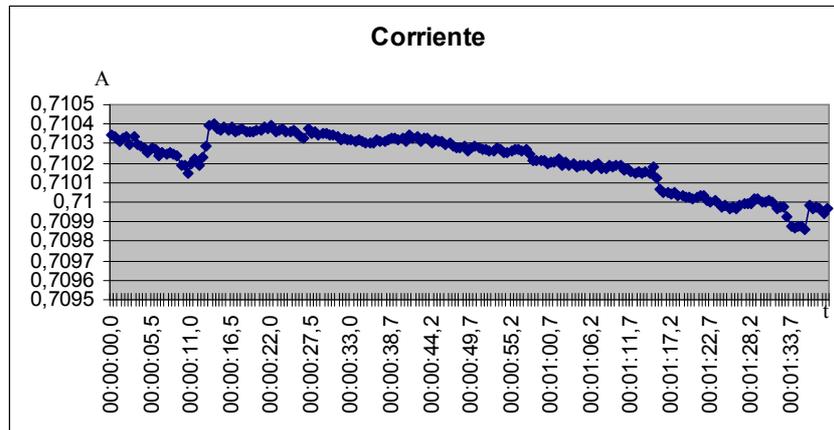


Figura 4.5 Voltaje de salida del sistema de alimentación, 10.47 Vcd

Al medir la corriente en de los LEDs, dado que el set point es ajustable, esta se hizo aproximar lo más cercano a 700 mA, logrando reducir el error de corriente a menos del 2%, como se puede ver en la figura 4.6, donde se aprecia la corriente medida con el multímetro en 1.5 minutos, con intervalos de muestreo de 0.5 segundos, alcanzando una corriente máxima de 710.4 mA y una corriente mínima de 710 mA.



**Figura 4.6** Medición de corriente de los LEDs

Dado que los LEDs de potencia tienen un voltaje de polarización aproximado de 3.5 V cada uno, a pesar de variar la corriente que fluye a través de ellos dentro de un rango, el voltaje de salida medido siempre es de alrededor de 10.5 Vcd, presentando rizado por efecto de inicio de ciclo de trabajo del elemento de conmutación. Otro dato importante a remarcar es la eficiencia del sistema dada por la ecuación:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (30)$$

Experimentalmente, el sistema a la entrada consume 8.36 W (47 V a 178 mA), mientras que a la salida se tiene 7.42 W (10.6 V a 0.7 A), con lo que la eficiencia del sistema  $\eta$  es de 88.87%.

#### 4.2.2 Pruebas de caja blanca

Estas pruebas se han enfocado en 3 secciones principales, que han sido de gran importancia para el desarrollo del sistema: el sistema a lazo abierto, el sistema de sensado y el dispositivo TNY279P.

#### 4.2.2.1 Prueba del sistema a lazo abierto

El primer paso importante en el desarrollo del sistema es el diseño y puesta en marcha del transformador, para tal motivo se puso en funcionamiento controlando el Mosfet con la ayuda de un generador de funciones HP 33120A. A una frecuencia de 120 kHz y un ciclo de trabajo del 35%, de manera similar en que se simuló el sistema a lazo abierto mediante el uso de la computadora. Se utilizó una resistencia de potencia provisional de  $15\ \Omega$  (correspondiente a 10.5 V a 700 mA), como se muestra en la figura 4.7. Los resultados experimentales muestran que el transformador tiene capacidad de proporcionar sin problemas un voltaje de salida de 10.3 V y así, 686 mA (por ley de Ohm con carga de  $15\ \Omega$ ), como se muestra en la figura 4.8.

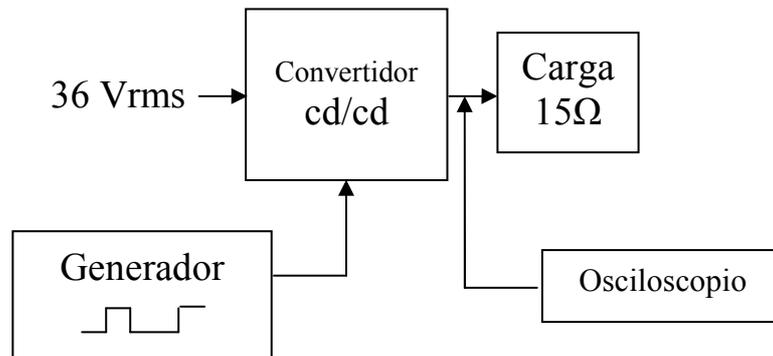


Figura 4.7 Diagrama a bloques de prueba a lazo abierto

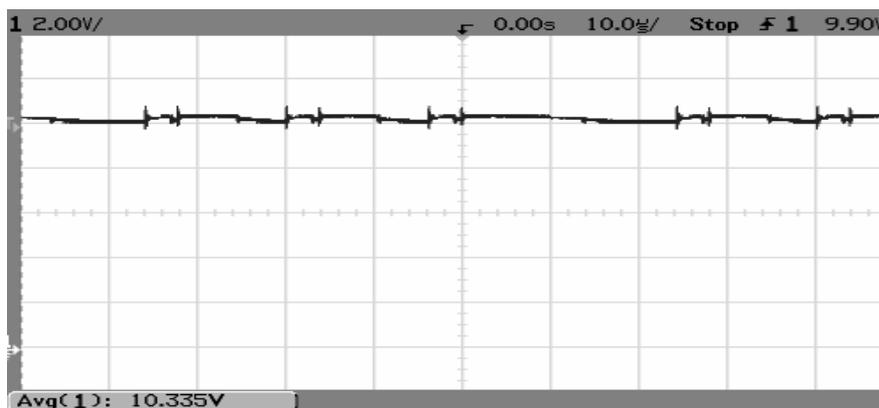


Figura 4.8 Voltaje de salida prueba de caja blanca

#### 4.2.2.2 Prueba del TNY279P

Para el uso efectivo del transformador como segundo paso es necesario comprobar el funcionamiento del elemento activo TNY279P, que operando en el set point, proporcione a la salida los valores de voltaje y amperaje antes obtenidos con las pruebas del sistema a lazo abierto. En la figura 4.9 se muestra la forma de onda del voltaje en el Drain del TNY279P. En la figura 4.10, se observa un acercamiento del voltaje de Drain del dispositivo TNY279P. Se puede apreciar que el ciclo de trabajo no es constante en todo el tiempo, con lo que se comprueba que el dispositivo realiza las conmutaciones de acuerdo a la habilitación generada externamente.

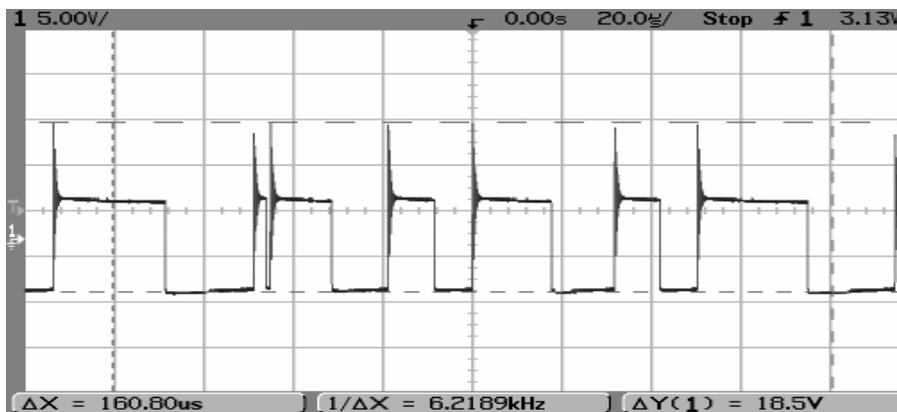


Figura 4.9 Voltaje de Drain TNY279P, modulando ancho de pulso



Figura 4.10 Voltaje del Drain TNY279P escala aumentada

En la figura 4.11 se muestra los valores de voltaje obtenidos a la salida del circuito bajo condiciones de set point en el TNY279P y uso del transformador diseñado para la aplicación.

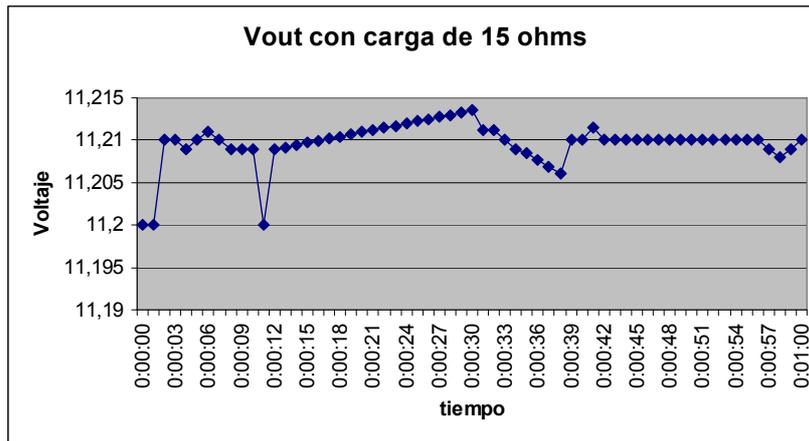


Figura 4.11 Voltaje de salida con carga de 15  $\Omega$  TNY279P operando en set point

#### 4.2.2.3 Prueba de sensado de corriente

Para la realización de las pruebas del sensado de corriente fue necesario primeramente comprobar que el flujo de corriente a través del dispositivo de sensado Rsense (0.1  $\Omega$  1%), fuera el correcto, gracias a que la referencia de este elemento es tierra, las mediciones se han realizado de manera directa con el uso del osciloscopio, con la punta positiva del osciloscopio entre los LEDs y la Rsense y la negativa en tierra. Esta medición se muestra en la figura 4.12.

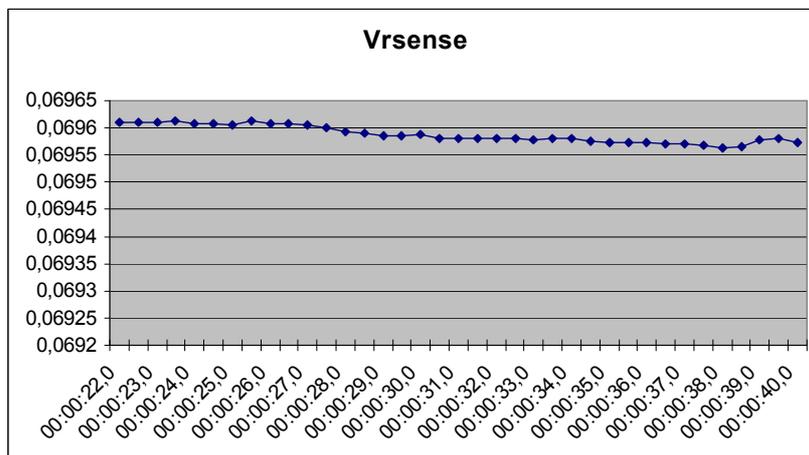


Figura 4.12 Voltaje medido en Rsense

Una vez medido el voltaje en la resistencia de sensado es posible estimar la corriente que fluye a través de los LEDs de potencia, dado el valor de 0.1 Ohm de la resistencia, a la salida se obtiene la forma de onda de la corriente en una escala 1:10. Finalmente se compara con el voltaje de referencia, para comprobar que el sistema de control ajusta la corriente sensada al set point, midiendo con el osciloscopio tanto Vref

como  $V_{rsense}$  utilizando la misma escala de medición. Dicha comparación se muestra en la figura 4.13.

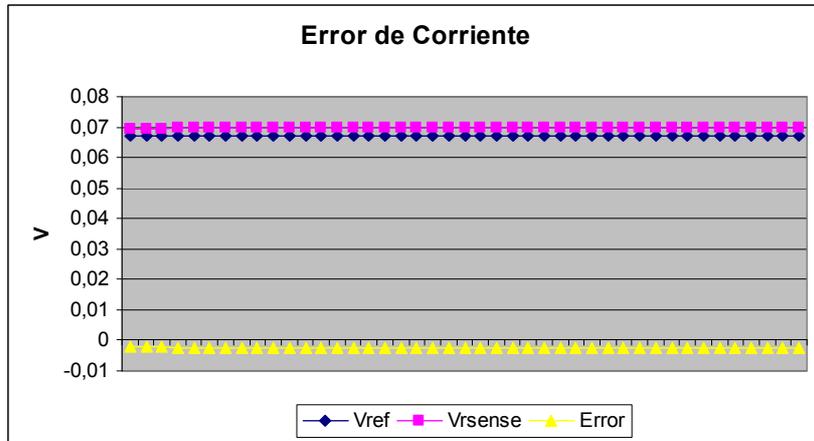


Figura 4.13 Comparación  $V_{rsense}$  y  $V_{ref}$

Finalmente, se mide el voltaje a la salida del comparador de error, y el ciclo de trabajo en el TNY279P, para corroborar que cuando el error es mayor a cero, y con esto la salida del operacional mayor a 1 V, el TNY279P apaga el Mosfet, para evitar que la corriente crezca demasiado y dañe los LEDs. En la figura 4.14 se muestra las formas de onda a la salida del operacional y la señal de control del Drain.

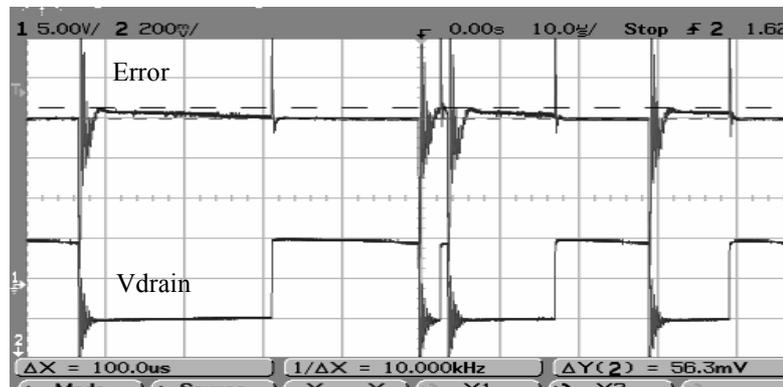


Figura 4.14 Comparación Error contra ciclo de trabajo en el Mosfet

Ya determinadas las condiciones de operación requeridas por el sistema se procedió a acoplar los LEDs de potencia de 3 W cada uno en serie, y comprobar el correcto funcionamiento en voltaje y corriente, para una iluminación constante y suficiente. A la vez se midió la intensidad luminosa con un luxómetro Meterman modelo LM631, a una distancia de aproximadamente 20 cm, dando un valor de 17,490 lm. Superando por mucho la iluminación de un foco ahorrador de potencia

similar (que proporciona aproximadamente 1500 lm, medido a la misma distancia). En la figura 4.15 se muestra el sistema completo en funcionamiento. A pesar de ser un sistema de menos de 10 W la intensidad luminosa que este provee es excelente.



**Figura 4.15** Mediciones con luxómetro del sistema en funcionamiento



## **CAPÍTULO 5.**

### **Conclusiones y trabajos futuros**

#### **5.1 Conclusiones**

Para la construcción de cualquier sistema de alimentación de LEDs, es necesario su estudio a detalle, el cual permite determinar correctamente los requerimientos de diseño, con base en los parámetros de operación de la aplicación. Una vez diseñado, las simulaciones por medio de software de computadora son de gran utilidad para entender el comportamiento del sistema y sus variaciones, para evitar dañar componentes que no cumplan con las demandas del sistema.

Una selección adecuada de los elementos a utilizar en el sistema es crucial para el progreso del mismo, una errada selección del núcleo de ferrita, el alambre magneto o el entrehierro, retrasó meses el desarrollo del subsistema y de las secciones que dependen de este. Ya que en un principio se intentó utilizar un núcleo RM7, que se saturaba y no transmitía ninguna señal a la salida, problema que se corrigió al utilizar un núcleo de mayor tamaño.

La elección inteligente del elemento de conmutación benefició en el desempeño del sistema, además de afectar su costo y tamaño, al reducir el número de componentes necesarios para el control del mismo.

Al final de este trabajo de tesis se han logrado cumplir todos los objetivos planteados, además de comprobar que los LEDs de potencia son una solución real y eficaz para la iluminación general, y promete mejorar su desempeño en el futuro próximo.

Aunque en un principio se planteó utilizar alto factor de potencia en este proyecto, investigaciones posteriores descartaron esta posibilidad, dada la baja potencia de salida del sistema, aproximadamente 10 W. Esto porque por norma europea, la

corrección del factor de potencia se emplea en aplicaciones cuya potencia sea igual o mayor de 24 W. Sin embargo, en las simulaciones del sistema en PSpice, el convertidor Flyback se encuentra operando en modo de conducción discontinua, con lo que se comporta como emulador de resistencia y así realiza de manera natural corrección de factor de potencia, como se ha demostrado ya en otros trabajos e investigaciones previas a éste documento.

## 5.2 Trabajos futuros

Se propone como trabajo futuro el acondicionamiento del sistema de tal modo que pueda alimentar de manera eficaz un mayor numero de LEDs o bien, de mayor potencia, de tal modo que puedan proporcionar una fuente de luz mayor.

Se propone el estudio e implementación de un disipador de calor diseñado especialmente para el arreglo de LEDs manejado durante este trabajo de tesis, que pueda optimizar espacio y desempeño, en comparación al disipador de calor utilizado en este proyecto.

Diseño e implementación de un sistema que no requiera del primer transformador (utilizado para alimentación) también es deseable, ya que reduce costos y tamaño del mismo.

Diseño de un sistema de alimentación que pueda ser alimentado con diferentes valores de voltaje, 230 V ac por ejemplo, o que sea de alimentación universal, dentro de un rango de valores.

Trabajos futuros puede incluir la implementación de otras topologías de convertidores cd/cd, como lo son el convertidor Cuk o el convertidor Forward.

También se propone como trabajo futuro una comparación cualitativa y cuantitativa entre éste y los sistemas de alimentación de otras topologías de convertidor cd/cd, a fin de determinar experimentalmente el sistema de alimentación que mejor opere dada la aplicación.

## Referencias

- [1] Sánchez L. Yasmin Karem. “Diseño de una linterna con iluminación de estado sólido”. Tesis de licenciatura. UTM. 2008.
- [2] Márquez A. Noé. “Diseño y construcción de un balastro electrónico alimentado con CD para encender una lámpara fluorescente de 21 Watts”. Tesis de licenciatura. UTM. 2005.
- [3] “Best practices manual: Lighting”. GNU. 2004
- [4] Drenen Thomas, Haití Roland, Tsao Jeffrey. “Transforming the lighting sector with semiconductor lighting technologies”. Sandia National Laboratories. 2000
- [5] Guerrero R. Esteban O. “La electrónica de potencia en los sistemas de iluminación”. Artículo. UTM. 2008.
- [6] Scherz Paul. “Practical electronics for inventors”. Mc Graw-Hill. 2006.
- [7] Douglas Bailey. “Increasing efficiency in Appliances, Office Equipment and LED Lighting”.
- [8] “Lumileds lightning. Lumen maintenance of white LUXEON® Power light sources”.
- [9] Guzman Gerardo. “Tecnología de iluminación mediante LEDs de potencia”. CENIDET. Cuernavaca Morelos. 2006
- [10] [www.abacus.co.uk/LED](http://www.abacus.co.uk/LED) consultada 10 de noviembre 2008
- [11] Tsao Jeff Y. “Light emitting diodes for general illumination”. Sandia National Laboratories. 2006.
- [12] Power-one. “Principles of SMPS”. 2000.
- [13] Tyco Electronics. “Flyback transformer: function and design”. 2006.
- [14] Leal Ramírez Azucena. “Corrección active del factor de potencia empleando el convertidor Flyback”. Tesis de licenciatura. UTM. 1998.
- [15] Castro Pablo, Campos I. Rodríguez Jaime, Ramos Abel. “Convertidores CD-CD”. Universidad Autónoma de San Luis Potosí, 2005.
- [16] Hart Daniel W. “Electrónica de potencia”. Pearson Prentice Hall. Madrid. 1997.
- [17] Ang Simon, Oliva Alejandro. “Power-switching converters”. Taylor & Francis. 2005.
- [18] “Flyback transformer: function and design”. Tyco Electronics.

- [19] Rashid Muhammad H. "Power electronics handbook: devices, circuits and applications". Academic Press. 2006.
- [20] Linares Flores Jesus. "Modelado, análisis, diseño y simulación del circuito eléctrico convertidor reductor". Artículo. UTM. 2008
- [21] Liman Otto, Izard Oriol. "Fundamentos de radio". Macombo. España

# Apéndice A. Hojas de datos Luxeon K2

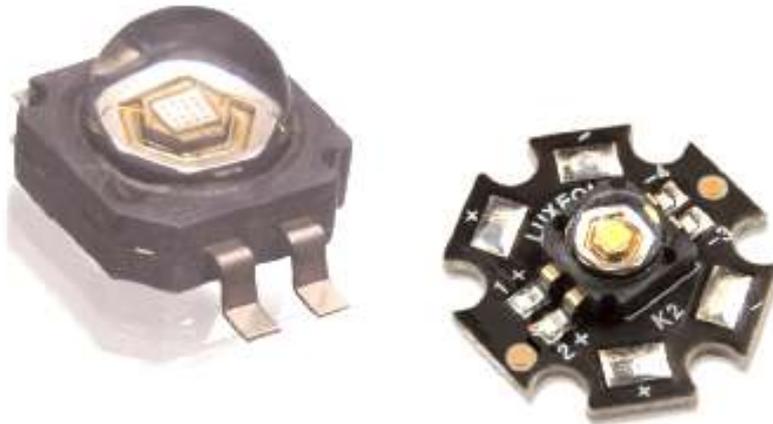
power light source

## LUXEON® K2

### Introduction

LUXEON® K2 is the most robust and powerful LED available. With unprecedented thermal, drive current and light output capabilities, it offers the lighting industry leading lumens per package and the opportunity to create never before possible lighting solutions. LUXEON K2 is available in all colors including cool-white, neutral-white, warm-white, blue, royal blue, green, cyan, red-orange, red and amber.

- deliver more useable light
- optimize applications to reduce size and cost
- engineer more robust applications
- reduce thermal management engineering
- utilize standard FR4 PCB technology in addition to MCPCB solutions
- simplify manufacturing through the use of surface mount technology.



### LUXEON K2 Technology Leadership

- Highest operating junction temperature available, 185°C
- Industry leading lumen performance, > 140–175 lumens in 6500K white
- Highest Drive Currents—1500 mA
- Lowest Thermal Resistance—9°C/W
- Industry Best Moisture Sensitivity level—JEDEC 2a  
4 week floor life without reconditioning
- Lead free reflow solder  
JEDEC 020c compatible
- RoHS Compliant
- Autoclave compliant—  
JESD22 A-102
- Industry Best Lumen Maintenance—50,000 hours life at 1000 mA with 70% lumen maintenance

**PHILIPS**

**LUMILEDS**  
LIGHT FROM SILICON VALLEY

## Flux Characteristics for LUXEON K2 Junction Temperature, $T_J = 25^\circ\text{C}$

Table 1.

Performance at Test Currents					Typical Performance at Indicated Current	
Color	Part Number	Minimum Luminous Flux (lm) or Radiometric Power (mW) $\Phi_V$ [1][2]	Typical Luminous Flux (lm) or Radiometric Power (mW) $\Phi_V$ [1][2]	Test Current (mA)	Typical Luminous Flux (lm) or Radiometric Power (mW) $\Phi_V$ [1][2]	Drive Current (mA)
Cool-White	LXK2-PW12-R00	39.8	45	350	75	700
	LXK2-PW12-S00	51.7	60	350	100	700
	LXK2-PW14-T00	80	85	1000	110	1500
	LXK2-PW14-U00	87.4	100	1000	130	1500
	LXK2-PW14-V00	113.6	120	1000	140	1500
Neutral-White	LXK2-PWN2-Q00	30.6	35	350	60	700
	LXK2-PWN2-R00	39.8	45	350	75	700
	LXK2-PWN2-S00	51.7	60	350	100	700
	LXK2-PWN4-T00	67.2	80	1000	105	1500
	LXK2-PWN4-U00	87.4	100	1000	130	1500
LXK2-PWN4-V00	113.6	120	1000	140	1500	
Warm-White	LXK2-PWW2-Q00	30.6	35	350	60	700
	LXK2-PWW2-R00	39.8	45	350	75	700
	LXK2-PWW4-T00	67.2	80	1000	105	1500
	LXK2-PWW4-U00	87.4	100	1000	130	1500
Green	LXK2-PM12-R00	39.8	45	350	75	700
	LXK2-PM12-S00	51.7	60	350	100	700
	LXK2-PM14-U00	87.4	100	1000	130	1500
Cyan	LXK2-PE12-Q00	30.6	35	350	60	700
	LXK2-PE12-R00	39.8	45	350	75	700
	LXK2-PE12-S00	51.7	60	350	100	700
	LXK2-PE14-T00	67.2	80	1000	105	1500
	LXK2-PE14-U00	87.4	100	1000	130	1500
Blue	LXK2-PB12-K00	8.2	9.5	350	16	700
	LXK2-PB12-L00	10.7	12.5	350	21	700
	LXK2-PB12-M00	13.9	16	350	27	700
	LXK2-PB14-N00	18.1	21	1000	35	1500
	LXK2-PB14-P00	23.5	27	1000	35	1500
LXK2-PB14-Q00	30.6	35	1000	46	1500	
Royal Blue	LXK2-FR12-L00	175 mW	200 mW	350	330 mW	700
	LXK2-FR12-M00	225 mW	290 mW	350	480 mW	700
	LXK2-FR14-Q00	435 mW	475 mW	1000	620 mW	1500
	LXK2-FR14-R00	515 mW	575 mW	1000	750 mW	1500

**Typical Electrical Characteristics at 700mA**  
**Part Numbers L XK2-xxx2-xxx, Junction Temperature,  $T_J = 25^\circ\text{C}$**

Table 5.

Color	Typical Forward Voltage $V_f$ (V)
Cool-White	3.60
Neutral-White	3.60
Warm-White	3.60
Green	3.60
Cyan	3.60
Blue	3.60
Royal Blue	3.60
Red	3.60
Red-Orange	3.60
Amber	3.60

Notes for Table 5:

1. Philips Lumileds maintains a tolerance of  $\pm 0.06\text{V}$  on forward voltage measurements.
2. Dynamic resistance is the inverse of the slope in linear forward voltage model for LEDs. See figures 14 and 15.
3. Measured between  $25^\circ\text{C} = T_J = 110^\circ\text{C}$  at  $I_f = 700\text{ mA}$ .

## Wavelength Characteristics

Green, Cyan, Blue, Royal Blue, Red, Red-Orange and Amber at Test Current Junction Temperature,  $T_J = 25^\circ\text{C}$

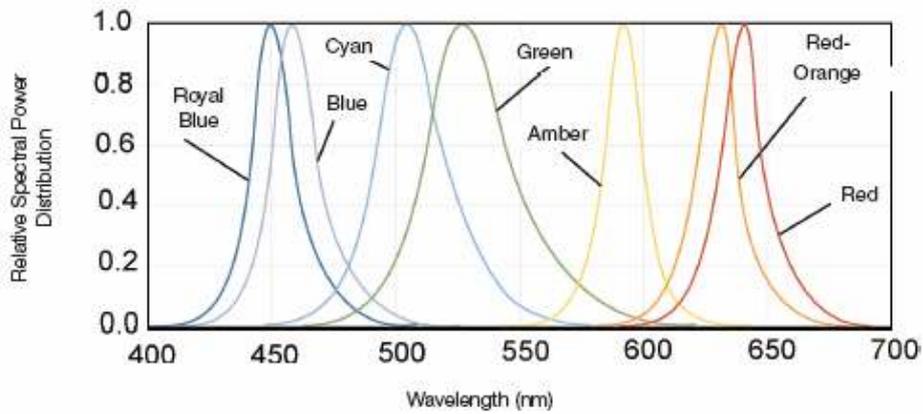


Figure 10. Relative intensity vs. wavelength.

Cool-White at Test Current Junction Temperature,  $T_J = 25^\circ\text{C}$

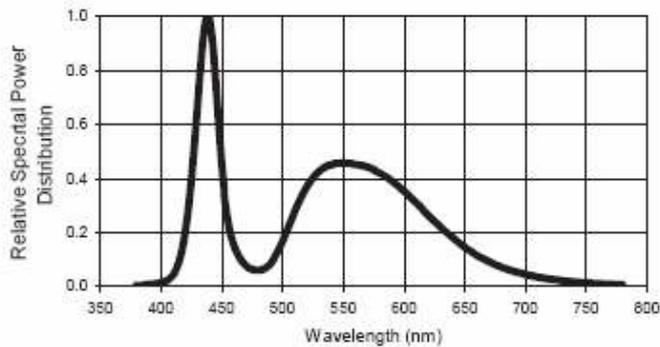


Figure 11a. Cool-White color spectrum of typical CCT part, integrated measurement.

## Apéndice B. Hojas de datos TNY 279P

# TNY274-280

## TinySwitch-III Family

Energy Efficient, Offline Switcher with Enhanced Flexibility and Extended Power Range



### Product Highlights

#### Lowest System Cost with Enhanced Flexibility

- Simple ON/OFF control, no loop compensation needed
- Selectable current limit through BP/M capacitor value
  - Higher current limit extends peak power or, in open frame applications, maximum continuous power
  - Lower current limit improves efficiency in enclosed adapters/chargers
  - Allows optimum *TinySwitch-III* choice by swapping devices with no other circuit redesign
- Tight I<sup>2</sup>f parameter tolerance reduces system cost
  - Maximizes MOSFET and magnetics power delivery
  - Minimizes max overload power, reducing cost of transformer, primary clamp & secondary components
- ON-time extension – extends low line regulation range/hold-up time to reduce input bulk capacitance
- Self-biased: no bias winding or bias components
- Frequency jittering reduces EMI filter costs
- Pin-out simplifies heatsinking to the PCB
- SOURCE pins are electrically quiet for low EMI

#### Enhanced Safety and Reliability Features

- Accurate hysteretic thermal shutdown protection with automatic recovery eliminates need for manual reset
- Improved auto-restart delivers <3% of maximum power in short circuit and open loop fault conditions
- Output overvoltage shutdown with optional Zener
- Line undervoltage detect threshold set using a single optional resistor
- Very low component count enhances reliability and enables single-sided printed circuit board layout
- High bandwidth provides fast turn on with no overshoot and excellent transient load response
- Extended creepage between DRAIN and all other pins improves field reliability

#### EcoSmart® – Extremely Energy Efficient

- Easily meets all global energy efficiency regulations
- No-load <150 mW at 265 VAC without bias winding, <50 mW with bias winding
- ON/OFF control provides constant efficiency down to very light loads – ideal for mandatory CEC regulations and 1 W PC standby requirements

#### Applications

- Chargers/adapters for cell/cordless phones, PDAs, digital cameras, MP3/portable audio, shavers, etc.

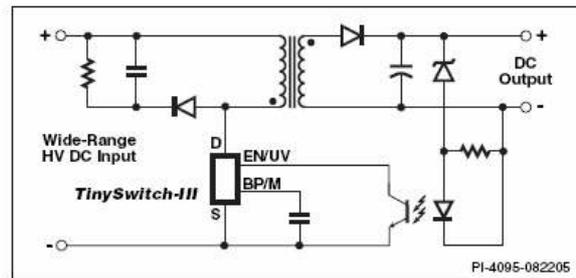


Figure 1. Typical Standby Application.

OUTPUT POWER TABLE				
PRODUCT <sup>3</sup>	230 VAC ±15%		85-265 VAC	
	Adapter <sup>1</sup>	Peak or Open Frame <sup>2</sup>	Adapter <sup>1</sup>	Peak or Open Frame <sup>2</sup>
TNY274 P or G	6 W	11 W	5 W	8.5 W
TNY275 P or G	8.5 W	15 W	6 W	11.5 W
TNY276 P or G	10 W	19 W	7 W	15 W
TNY277 P or G	13 W	23.5 W	8 W	18 W
TNY278 P or G	16 W	28 W	10 W	21.5 W
TNY279 P or G	18 W	32 W	12 W	25 W
TNY280 P or G	20 W	36.5 W	14 W	28.5 W

Table 1. Notes: 1. Minimum continuous power in a typical non-ventilated enclosed adapter measured at 50 °C ambient. Use of an external heatsink will increase power capability 2. Minimum peak power capability in any design or minimum continuous power in an open frame design (see Key Application Considerations). 3. Packages: P: DIP-8C, G: SMD-8C. See Part Ordering Information.

- PC Standby and other auxiliary supplies
- DVD/PVR and other low power set top decoders
- Supplies for appliances, industrial systems, metering, etc.

### Description

*TinySwitch-III* incorporates a 700 V power MOSFET, oscillator, high voltage switched current source, current limit (user selectable) and thermal shutdown circuitry. The IC family uses an ON/OFF control scheme and offers a design flexible solution with a low system cost and extended power capability.

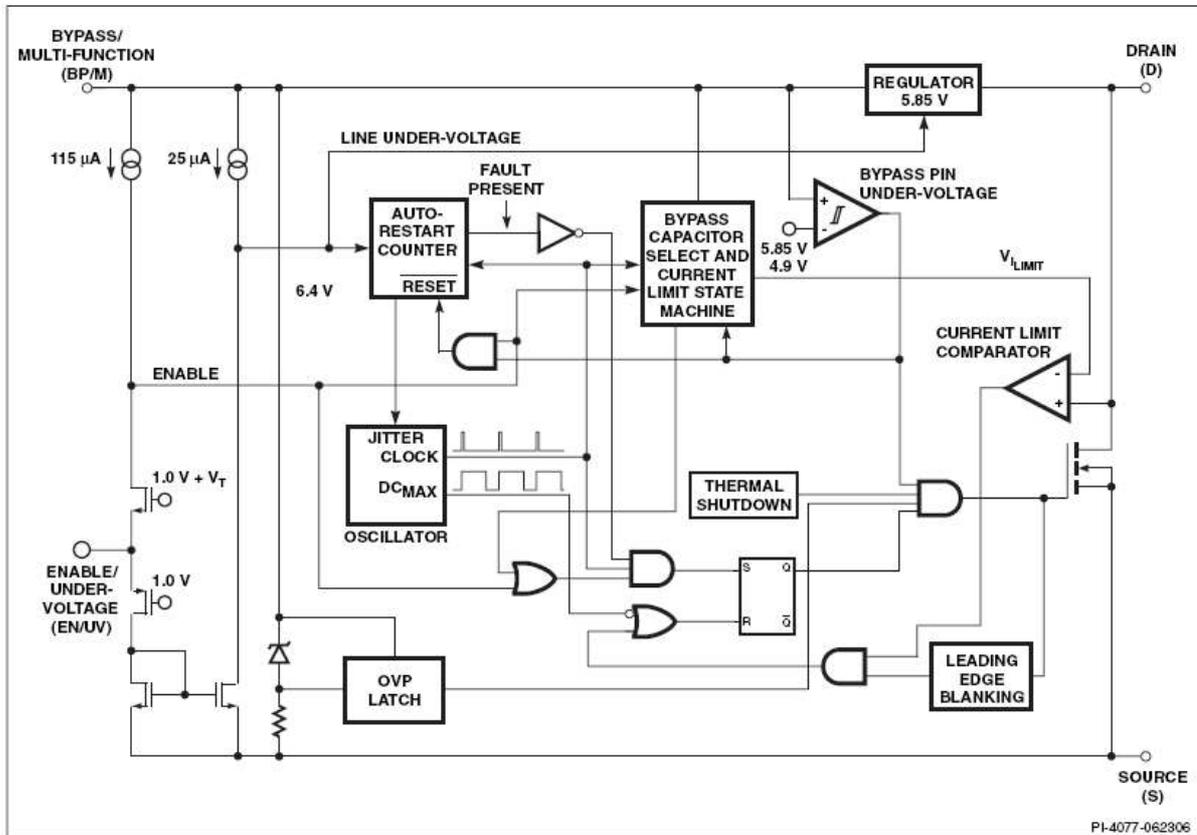


Figure 2. Functional Block Diagram.

## Pin Functional Description

### DRAIN (D) Pin:

This pin is the power MOSFET drain connection. It provides internal operating current for both startup and steady-state operation.

### BYPASS/MULTI-FUNCTION (BP/M) Pin:

This pin has multiple functions:

1. It is the connection point for an external bypass capacitor for the internally generated 5.85 V supply.
2. It is a mode selector for the current limit value, depending on the value of the capacitance added. Use of a 0.1  $\mu\text{F}$  capacitor results in the standard current limit value. Use of a 1  $\mu\text{F}$  capacitor results in the current limit being reduced to that of the next smaller device size. Use of a 10  $\mu\text{F}$  capacitor results in the current limit being increased to that of the next larger device size for TNY275-280.
3. It provides a shutdown function. When the current into the bypass pin exceeds  $I_{SD}$ , the device latches off until the BP/M voltage drops below 4.9 V, during a power down. This can be used to provide an output overvoltage function

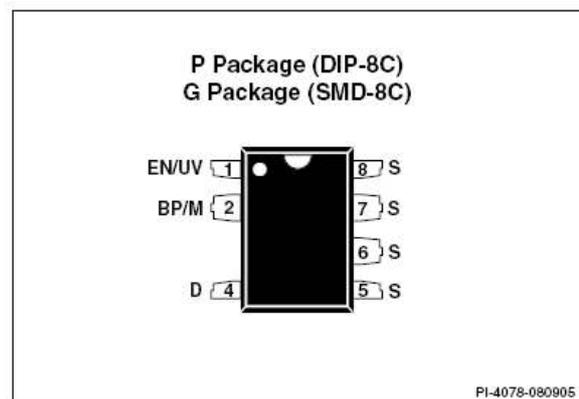


Figure 3. Pin Configuration.

with a Zener connected from the BP/M pin to a bias winding supply.

### ENABLE/UNDERVOLTAGE (EN/UV) Pin:

This pin has dual functions: enable input and line undervoltage sense. During normal operation, switching of the power

MOSFET is controlled by this pin. MOSFET switching is terminated when a current greater than a threshold current is drawn from this pin. Switching resumes when the current being pulled from the pin drops to less than a threshold current. A modulation of the threshold current reduces group pulsing. The threshold current is between 75  $\mu\text{A}$  and 115  $\mu\text{A}$ .

The EN/UV pin also senses line undervoltage conditions through an external resistor connected to the DC line voltage. If there is no external resistor connected to this pin, *TinySwitch-III* detects its absence and disables the line undervoltage function.

#### SOURCE (S) Pin:

This pin is internally connected to the output MOSFET source for high voltage power return and control circuit common.

## **TinySwitch-III Functional Description**

*TinySwitch-III* combines a high voltage power MOSFET switch with a power supply controller in one device. Unlike conventional PWM (pulse width modulator) controllers, it uses a simple ON/OFF control to regulate the output voltage.

The controller consists of an oscillator, enable circuit (sense and logic), current limit state machine, 5.85 V regulator, BYPASS/MULTI-FUNCTION pin undervoltage, overvoltage circuit, and current limit selection circuitry, over-temperature protection, current limit circuit, leading edge blanking, and a 700 V power MOSFET. *TinySwitch-III* incorporates additional circuitry for line undervoltage sense, auto-restart, adaptive switching cycle on-time extension, and frequency jitter. Figure 2 shows the functional block diagram with the most important features.

#### Oscillator

The typical oscillator frequency is internally set to an average of 132 kHz. Two signals are generated from the oscillator: the

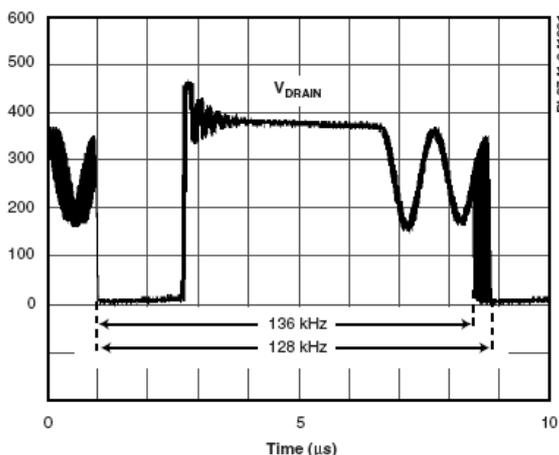


Figure 4. Frequency Jitter.

maximum duty cycle signal ( $\text{DC}_{\text{MAX}}$ ) and the clock signal that indicates the beginning of each cycle.

The oscillator incorporates circuitry that introduces a small amount of frequency jitter, typically 8 kHz peak-to-peak, to minimize EMI emission. The modulation rate of the frequency jitter is set to 1 kHz to optimize EMI reduction for both average and quasi-peak emissions. The frequency jitter should be measured with the oscilloscope triggered at the falling edge of the DRAIN waveform. The waveform in Figure 4 illustrates the frequency jitter.

#### Enable Input and Current Limit State Machine

The enable input circuit at the EN/UV pin consists of a low impedance source follower output set at 1.2 V. The current through the source follower is limited to 115  $\mu\text{A}$ . When the current out of this pin exceeds the threshold current, a low logic level (disable) is generated at the output of the enable circuit, until the current out of this pin is reduced to less than the threshold current. This enable circuit output is sampled at the beginning of each cycle on the rising edge of the clock signal. If high, the power MOSFET is turned on for that cycle (enabled). If low, the power MOSFET remains off (disabled). Since the sampling is done only at the beginning of each cycle, subsequent changes in the EN/UV pin voltage or current during the remainder of the cycle are ignored.

The current limit state machine reduces the current limit by discrete amounts at light loads when *TinySwitch-III* is likely to switch in the audible frequency range. The lower current limit raises the effective switching frequency above the audio range and reduces the transformer flux density, including the associated audible noise. The state machine monitors the sequence of enable events to determine the load condition and adjusts the current limit level accordingly in discrete amounts.

Under most operating conditions (except when close to no-load), the low impedance of the source follower keeps the voltage on the EN/UV pin from going much below 1.2 V in the disabled state. This improves the response time of the optocoupler that is usually connected to this pin.

#### 5.85 V Regulator and 6.4 V Shunt Voltage Clamp

The 5.85 V regulator charges the bypass capacitor connected to the BYPASS pin to 5.85 V by drawing a current from the voltage on the DRAIN pin whenever the MOSFET is off. The BYPASS/MULTI-FUNCTION pin is the internal supply voltage node. When the MOSFET is on, the device operates from the energy stored in the bypass capacitor. Extremely low power consumption of the internal circuitry allows *TinySwitch-III* to operate continuously from current it takes from the DRAIN pin. A bypass capacitor value of 0.1  $\mu\text{F}$  is sufficient for both high frequency decoupling and energy storage.

In addition, there is a 6.4 V shunt regulator clamping the BYPASS/MULTI-FUNCTION pin at 6.4 V when current is provided to the BYPASS/MULTI-FUNCTION pin through an external resistor. This facilitates powering of *TinySwitch-III* externally through a bias winding to decrease the no-load consumption to well below 50 mW.

#### BYPASS/MULTI-FUNCTION Pin Undervoltage

The BYPASS/MULTI-FUNCTION pin undervoltage circuitry disables the power MOSFET when the BYPASS/MULTI-FUNCTION pin voltage drops below 4.9 V in steady state operation. Once the BYPASS/MULTI-FUNCTION pin voltage drops below 4.9 V in steady state operation, it must rise back to 5.85 V to enable (turn-on) the power MOSFET.

#### Over Temperature Protection

The thermal shutdown circuitry senses the die temperature. The threshold is typically set at 142 °C with 75 °C hysteresis. When the die temperature rises above this threshold the power MOSFET is disabled and remains disabled until the die temperature falls by 75 °C, at which point it is re-enabled. A large hysteresis of 75 °C (typical) is provided to prevent overheating of the PC board due to a continuous fault condition.

#### Current Limit

The current limit circuit senses the current in the power MOSFET. When this current exceeds the internal threshold ( $I_{LMIT}$ ), the power MOSFET is turned off for the remainder of that cycle. The current limit state machine reduces the current limit threshold by discrete amounts under medium and light loads.

The leading edge blanking circuit inhibits the current limit comparator for a short time ( $t_{LEB}$ ) after the power MOSFET is turned on. This leading edge blanking time has been set so that current spikes caused by capacitance and secondary-side rectifier reverse recovery time will not cause premature termination of the switching pulse.

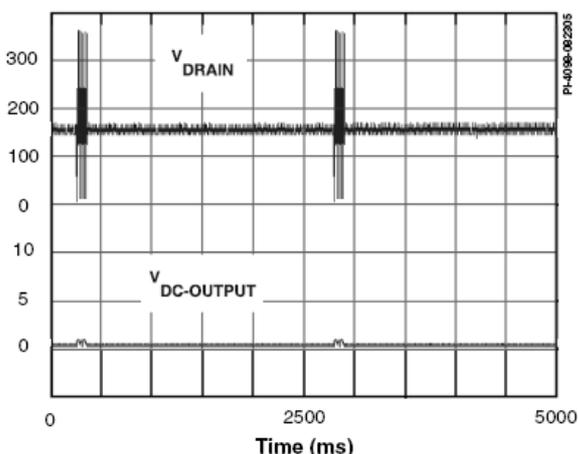


Figure 5. Auto-Restart Operation.

#### Auto-Restart

In the event of a fault condition such as output overload, output short circuit, or an open loop condition, *TinySwitch-III* enters into auto-restart operation. An internal counter clocked by the oscillator is reset every time the EN/UV pin is pulled low. If the EN/UV pin is not pulled low for 64 ms, the power MOSFET switching is normally disabled for 2.5 seconds (except in the case of line undervoltage condition, in which case it is disabled until the condition is removed). The auto-restart alternately enables and disables the switching of the power MOSFET until the fault condition is removed. Figure 5 illustrates auto-restart circuit operation in the presence of an output short circuit.

In the event of a line undervoltage condition, the switching of the power MOSFET is disabled beyond its normal 2.5 seconds until the line undervoltage condition ends.

#### Adaptive Switching Cycle On-Time Extension

Adaptive switching cycle on-time extension keeps the cycle on until current limit is reached, instead of prematurely terminating after the  $DC_{MAX}$  signal goes low. This feature reduces the minimum input voltage required to maintain regulation, extending hold-up time and minimizing the size of bulk capacitor required. The on-time extension is disabled during the startup of the power supply, until the power supply output reaches regulation.

#### Line Undervoltage Sense Circuit

The DC line voltage can be monitored by connecting an external resistor from the DC line to the EN/UV pin. During power up or when the switching of the power MOSFET is disabled in auto-restart, the current into the EN/UV pin must exceed 25  $\mu$ A to initiate switching of the power MOSFET. During power up, this is accomplished by holding the BYPASS/MULTI-FUNCTION pin to 4.9 V while the line undervoltage condition exists. The BYPASS/MULTI-FUNCTION pin then rises from 4.9 V to 5.85 V when the line undervoltage condition goes away. When the switching of the power MOSFET is disabled in auto-restart mode and a line undervoltage condition exists, the auto-restart counter is stopped. This stretches the disable time beyond its normal 2.5 seconds until the line undervoltage condition ends.

The line undervoltage circuit also detects when there is no external resistor connected to the EN/UV pin (less than  $\sim 2 \mu$ A into the pin). In this case the line undervoltage function is disabled.

#### *TinySwitch-III* Operation

*TinySwitch-III* devices operate in the current limit mode. When enabled, the oscillator turns the power MOSFET on at the beginning of each cycle. The MOSFET is turned off when the current ramps up to the current limit or when the  $DC_{MAX}$  limit is reached. Since the highest current limit level and frequency of a *TinySwitch-III* design are constant, the power delivered to the

load is proportional to the primary inductance of the transformer and peak primary current squared. Hence, designing the supply involves calculating the primary inductance of the transformer for the maximum output power required. If the *TinySwitch-III* is appropriately chosen for the power level, the current in the calculated inductance will ramp up to current limit before the  $DC_{MAX}$  limit is reached.

### Enable Function

*TinySwitch-III* senses the EN/UV pin to determine whether or

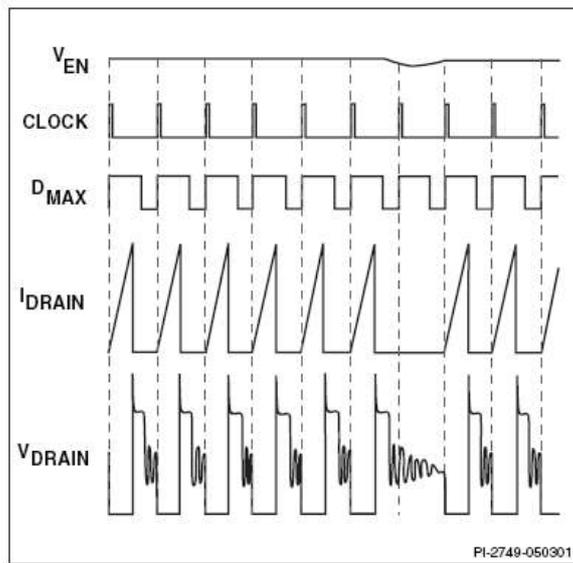


Figure 6. Operation at Near Maximum Loading.

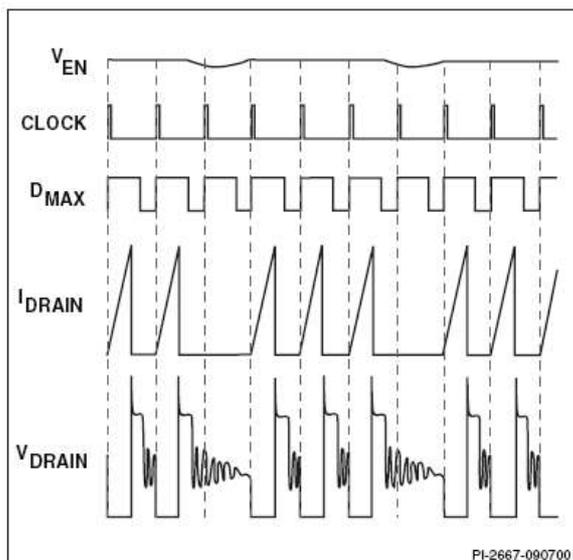


Figure 7. Operation at Moderately Heavy Loading.

not to proceed with the next switching cycle. The sequence of cycles is used to determine the current limit. Once a cycle is started, it always completes the cycle (even when the EN/UV pin changes state half way through the cycle). This operation results in a power supply in which the output voltage ripple is determined by the output capacitor, amount of energy per switch cycle and the delay of the feedback.

The EN/UV pin signal is generated on the secondary by comparing the power supply output voltage with a reference voltage. The EN/UV pin signal is high when the power supply output voltage is less than the reference voltage.

In a typical implementation, the EN/UV pin is driven by an optocoupler. The collector of the optocoupler transistor is connected to the EN/UV pin and the emitter is connected to the SOURCE pin. The optocoupler LED is connected in series with a Zener diode across the DC output voltage to be regulated. When the output voltage exceeds the target regulation voltage level (optocoupler LED voltage drop plus Zener voltage), the optocoupler LED will start to conduct, pulling the EN/UV pin low. The Zener diode can be replaced by a TL431 reference circuit for improved accuracy.

### ON/OFF Operation with Current Limit State Machine

The internal clock of the *TinySwitch-III* runs all the time. At the beginning of each clock cycle, it samples the EN/UV pin to decide whether or not to implement a switch cycle, and based on the sequence of samples over multiple cycles, it determines the appropriate current limit. At high loads, the state machine sets the current limit to its highest value. At lighter loads, the state machine sets the current limit to reduced values.

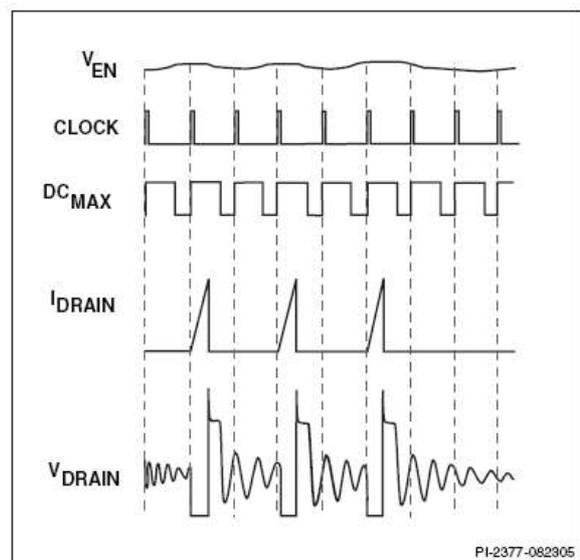


Figure 8. Operation at Medium Loading.

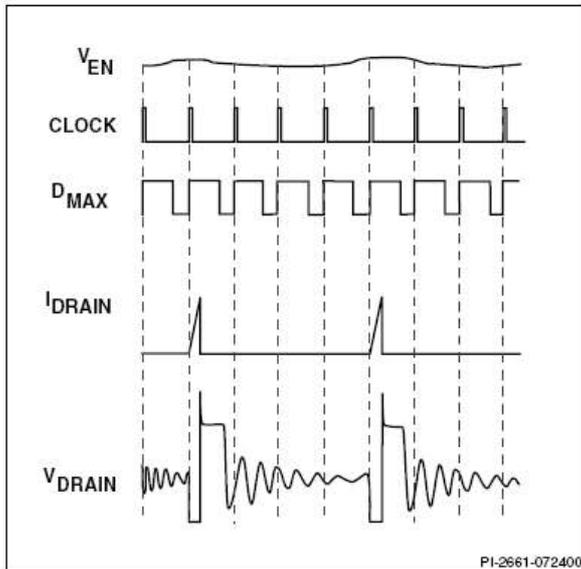


Figure 9. Operation at Very Light Load.

At near maximum load, *TinySwitch-III* will conduct during nearly all of its clock cycles (Figure 6). At slightly lower load, it will “skip” additional cycles in order to maintain voltage regulation at the power supply output (Figure 7). At medium loads, cycles will be skipped and the current limit will be reduced (Figure 8). At very light loads, the current limit will be reduced even further (Figure 9). Only a small percentage of cycles will occur to satisfy the power consumption of the power supply.

The response time of the ON/OFF control scheme is very fast compared to PWM control. This provides tight regulation and excellent transient response.

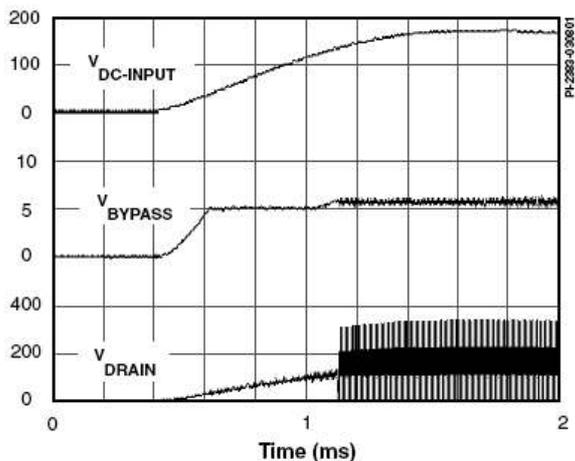


Figure 10. Power Up with Optional External UV Resistor ( $4\text{ M}\Omega$ ) Connected to EN/UV Pin.

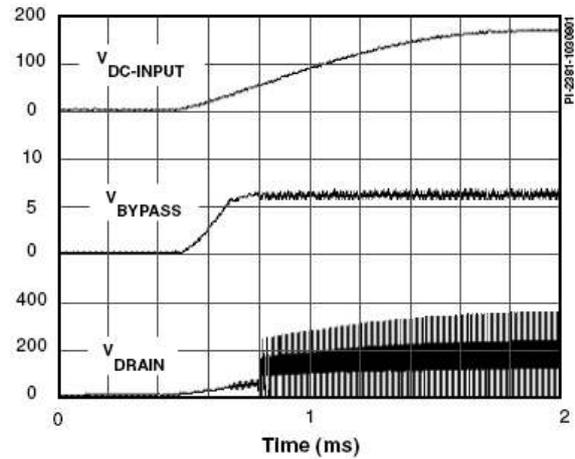


Figure 11. Power Up Without Optional External UV Resistor Connected to EN/UV Pin.

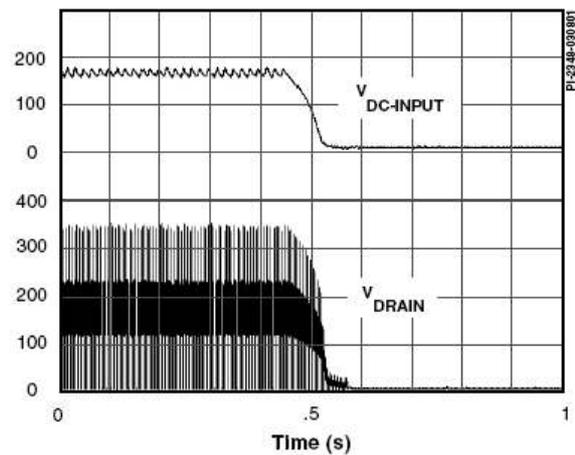


Figure 12. Normal Power Down Timing (without UV).

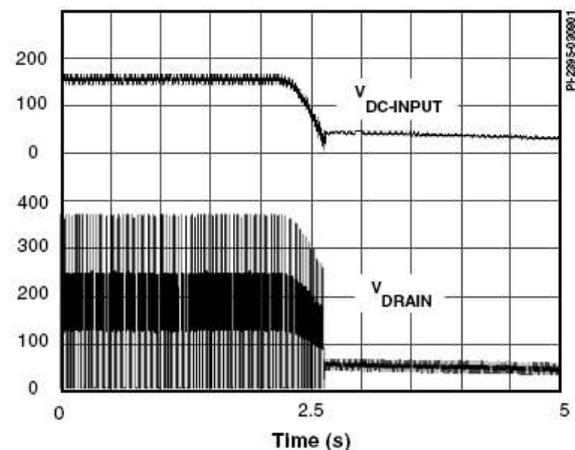


Figure 13. Slow Power Down Timing with Optional External ( $4\text{ M}\Omega$ ) UV Resistor Connected to EN/UV Pin.

### Power Up/Down

The *TinySwitch-III* requires only a 0.1  $\mu\text{F}$  capacitor on the BYPASS/MULTI-FUNCTION pin to operate with standard current limit. Because of its small size, the time to charge this capacitor is kept to an absolute minimum, typically 0.6 ms. The time to charge will vary in proportion to the BYPASS/MULTI-FUNCTION pin capacitor value when selecting different current limits. Due to the high bandwidth of the ON/OFF feedback, there is no overshoot at the power supply output. When an external resistor (4 M $\Omega$ ) is connected from the positive DC input to the EN/UV pin, the power MOSFET switching will be delayed during power up until the DC line voltage exceeds the threshold (100 V). Figures 10 and 11 show the power up timing waveform in applications with and without an external resistor (4 M $\Omega$ ) connected to the EN/UV pin.

Under startup and overload conditions, when the conduction time is less than 400 ns, the device reduces the switching frequency to maintain control of the peak drain current.

During power down, when an external resistor is used, the power MOSFET will switch for 64 ms after the output loses regulation. The power MOSFET will then remain off without any glitches since the undervoltage function prohibits restart when the line voltage is low.

Figure 12 illustrates a typical power down timing waveform. Figure 13 illustrates a very slow power down timing waveform as in standby applications. The external resistor (4 M $\Omega$ ) is connected to the EN/UV pin in this case to prevent unwanted restarts.

No bias winding is needed to provide power to the chip because it draws the power directly from the DRAIN pin (see

Functional Description above). This has two main benefits. First, for a nominal application, this eliminates the cost of a bias winding and associated components. Secondly, for battery charger applications, the current-voltage characteristic often allows the output voltage to fall close to zero volts while still delivering power. *TinySwitch-III* accomplishes this without a forward bias winding and its many associated components. For applications that require very low no-load power consumption (50 mW), a resistor from a bias winding to the BYPASS/MULTI-FUNCTION pin can provide the power to the chip. The minimum recommended current supplied is 1 mA. The BYPASS/MULTI-FUNCTION pin in this case will be clamped at 6.4 V. This method will eliminate the power draw from the DRAIN pin, thereby reducing the no-load power consumption and improving full-load efficiency.

### Current Limit Operation

Each switching cycle is terminated when the DRAIN current reaches the current limit of the device. Current limit operation provides good line ripple rejection and relatively constant power delivery independent of input voltage.

### BYPASS/MULTI-FUNCTION Pin Capacitor

The BYPASS/MULTI-FUNCTION pin can use a ceramic capacitor as small as 0.1  $\mu\text{F}$  for decoupling the internal power supply of the device. A larger capacitor size can be used to adjust the current limit. For TNY275-280, a 1  $\mu\text{F}$  BP/M pin capacitor will select a lower current limit equal to the standard current limit of the next smaller device and a 10  $\mu\text{F}$  BP/M pin capacitor will select a higher current limit equal to the standard current limit of the next larger device. The higher current limit level of the TNY280 is set to 850 mA typical. The TNY274 MOSFET does not have the capability for increased current limit so this feature is not available in this device.

## LM358, LM258, LM2904, LM2904A, LM2904V, NCV2904

### Single Supply Dual Operational Amplifiers

Utilizing the circuit designs perfected for Quad Operational Amplifiers, these dual operational amplifiers feature low power drain, a common mode input voltage range extending to ground/ $V_{EE}$ , and single supply or split supply operation. The LM358 series is equivalent to one-half of an LM324.

These amplifiers have several distinct advantages over standard operational amplifier types in single supply applications. They can operate at supply voltages as low as 3.0 V or as high as 32 V, with quiescent currents about one-fifth of those associated with the MC1741 (on a per amplifier basis). The common mode input range includes the negative supply, thereby eliminating the necessity for external biasing components in many applications. The output voltage range also includes the negative power supply voltage.

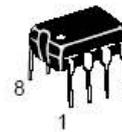
#### Features

- Short Circuit Protected Outputs
- True Differential Input Stage
- Single Supply Operation: 3.0 V to 32 V
- Low Input Bias Currents
- Internally Compensated
- Common Mode Range Extends to Negative Supply
- Single and Split Supply Operation
- ESD Clamps on the Inputs Increase Ruggedness of the Device without Affecting Operation
- Pb-Free Packages are Available
- NCV Prefix for Automotive and Other Applications Requiring Site and Control Changes



**ON Semiconductor®**

<http://onsemi.com>



PDIP-8  
N, AN, VN SUFFIX  
CASE 626

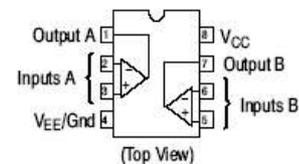


SOIC-8  
D, VD SUFFIX  
CASE 751



Micro8™  
DMR2 SUFFIX  
CASE 846A

#### PIN CONNECTIONS



#### ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 10 of this data sheet.

#### DEVICE MARKING INFORMATION

See general marking information in the device marking section on page 11 of this data sheet.



Figure 1.

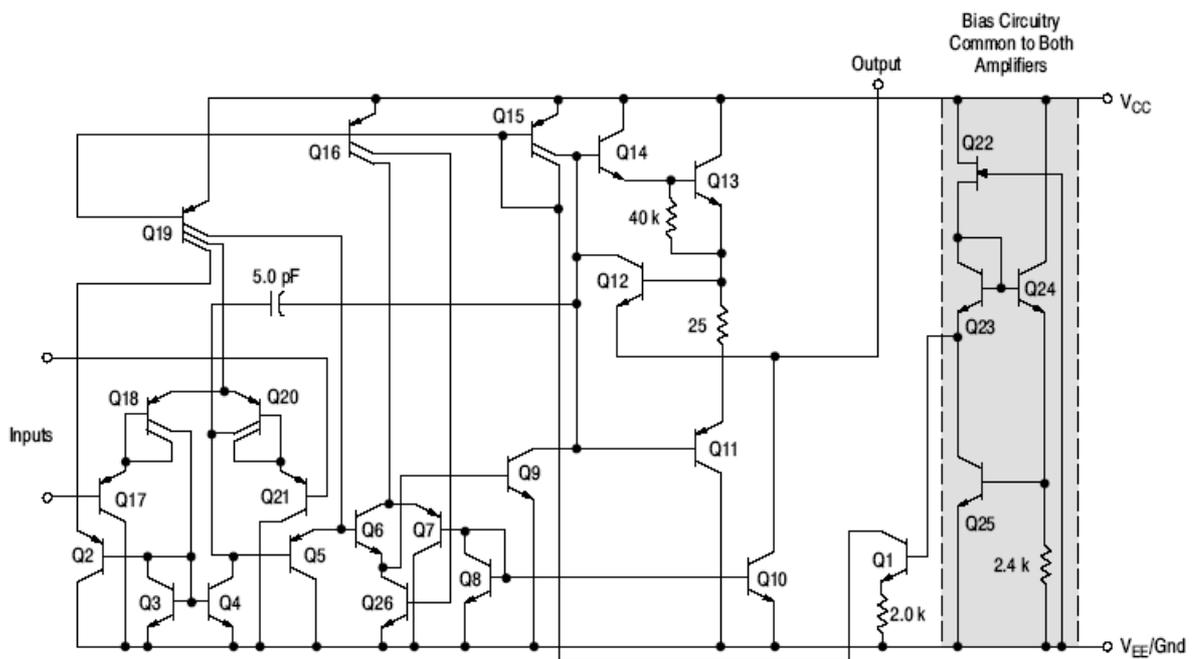


Figure 2. Representative Schematic Diagram  
(One-Half of Circuit Shown)

**MAXIMUM RATINGS** ( $T_A = +25^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltages Single Supply Split Supplies	$V_{CC}$ $V_{CC}, V_{EE}$	32 $\pm 16$	Vdc
Input Differential Voltage Range (Note 1)	$V_{IDR}$	$\pm 32$	Vdc
Input Common Mode Voltage Range (Note 2)	$V_{ICR}$	-0.3 to 32	Vdc
Output Short Circuit Duration	$t_{SC}$	Continuous	
Junction Temperature	$T_J$	150	$^\circ\text{C}$
Thermal Resistance, Junction-to-Air (Note 3)	$R_{\theta JA}$	238	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-55 to +125	$^\circ\text{C}$
ESD Protection at any Pin Human Body Model Machine Model	$V_{esd}$	2000 200	V
Operating Ambient Temperature Range  LM258 LM358 LM2904/LM2904A LM2904V, NCV2904 (Note 4)	$T_A$	-25 to +85 0 to +70 -40 to +105 -40 to +125	$^\circ\text{C}$

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

1. Split Power Supplies.
2. For Supply Voltages less than 32 V the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
3.  $R_{\theta JA}$  for Case 846A.
4. NCV2904 is qualified for automotive use.

# Apéndice D. Hojas de datos PC817

## PC817 Series

## High Density Mounting Type Photocoupler

\* Lead forming type (I type) and taping reel type (P type) are also available. (PC817I/PC817P)  
 \*\* TÜV (VDE0884) approved type is also available as an option.

### ■ Features

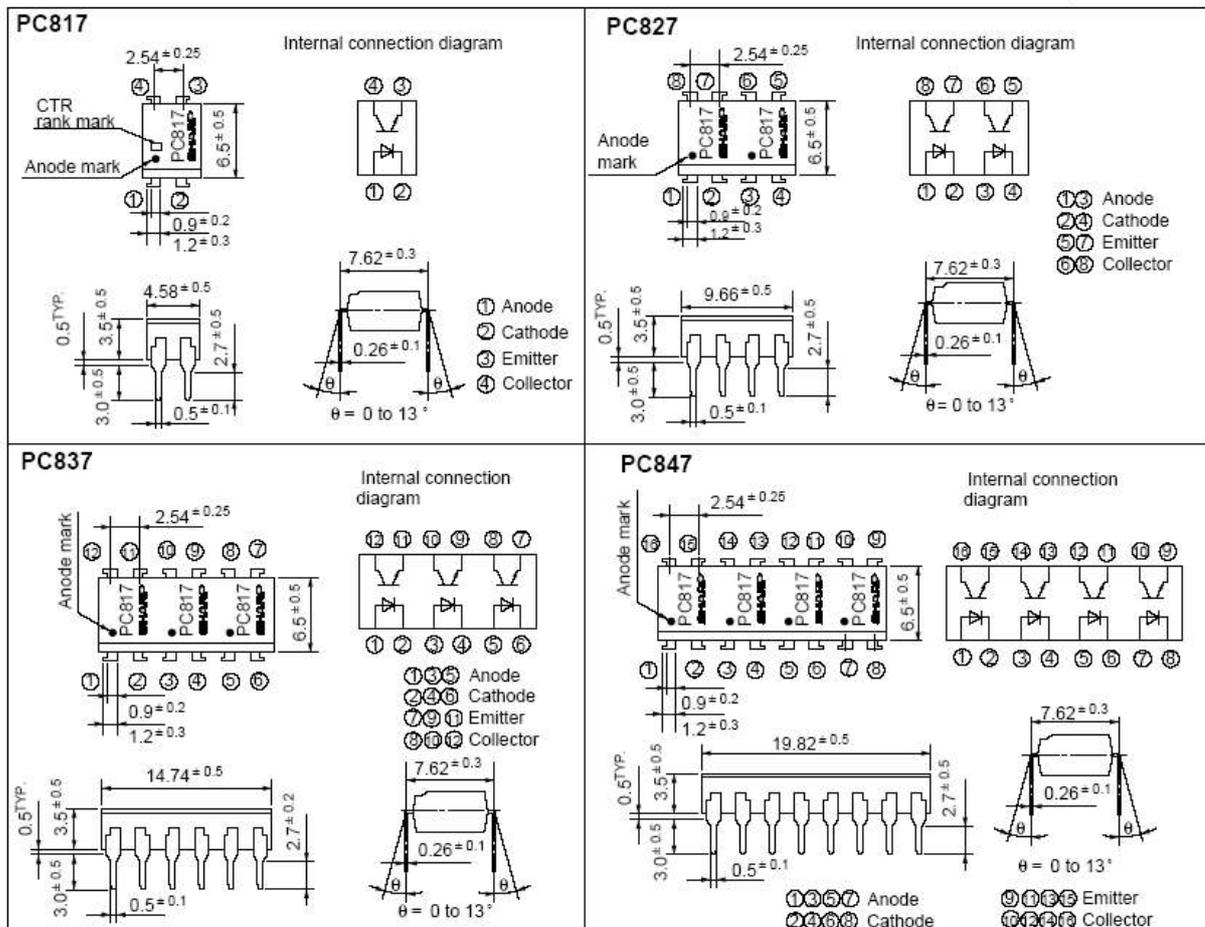
1. Current transfer ratio  
 (CTR: MIN. 50% at  $I_F = 5\text{mA}$ ,  $V_{CE} = 5\text{V}$ )
2. High isolation voltage between input and output ( $V_{iso} : 5000\text{V}_{rms}$ )
3. Compact dual-in-line package  
**PC817** : 1-channel type  
**PC827** : 2-channel type  
**PC837** : 3-channel type  
**PC847** : 4-channel type
4. Recognized by UL, file No. E64380

### ■ Applications

1. Computer terminals
2. System appliances, measuring instruments
3. Registers, copiers, automatic vending machines
4. Electric home appliances, such as fan heaters, etc.
5. Signal transmission between circuits of different potentials and impedances

### ■ Outline Dimensions

( Unit : mm )



## ■ Absolute Maximum Ratings

(Ta = 25°C)

Parameter		Symbol	Rating	Unit
Input	Forward current	$I_F$	50	mA
	*1Peak forward current	$I_{FM}$	1	A
	Reverse voltage	$V_R$	6	V
	Power dissipation	P	70	mW
Output	Collector-emitter voltage	$V_{CE0}$	35	V
	Emitter-collector voltage	$V_{ECO}$	6	V
	Collector current	$I_C$	50	mA
	Collector power dissipation	$P_C$	150	mW
Total power dissipation		$P_{tot}$	200	mW
*2Isolation voltage		$V_{iso}$	5 000	$V_{rms}$
Operating temperature		$T_{opr}$	- 30 to + 100	°C
Storage temperature		$T_{stg}$	- 55 to + 125	°C
*3Soldering temperature		$T_{sol}$	260	°C

\*1 Pulse width  $\leq 100\mu s$ , Duty ratio : 0.001

\*2 40 to 60% RH, AC for 1 minute

\*3 For 10 seconds

## ■ Electro-optical Characteristics

(Ta = 25°C)

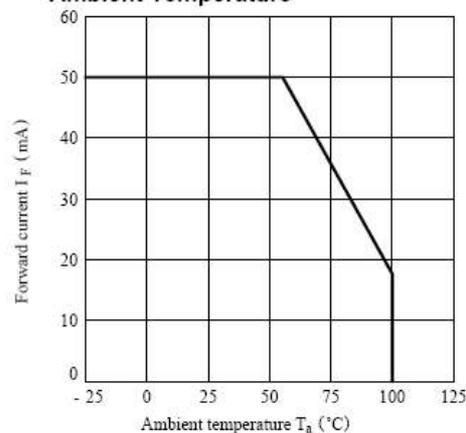
Parameter		Symbol	Conditions	MIN.	TYP.	MAX.	Unit
Input	Forward voltage	$V_F$	$I_F = 20mA$	-	1.2	1.4	V
	Peak forward voltage	$V_{FM}$	$I_{FM} = 0.5A$	-	-	3.0	V
	Reverse current	$I_R$	$V_R = 4V$	-	-	10	$\mu A$
	Terminal capacitance	$C_t$	$V = 0, f = 1kHz$	-	30	250	pF
Output	Collector dark current	$I_{CE0}$	$V_{CE} = 20V$	-	-	$10^{-7}$	A
Transfer characteristics	*4Current transfer ratio	CTR	$I_F = 5mA, V_{CE} = 5V$	50	-	600	%
	Collector-emitter saturation voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_F = 20mA, I_C = 1mA$	-	0.1	0.2	V
	Isolation resistance	$R_{iso}$	DC500V, 40 to 60% RH	$5 \times 10^{10}$	$10^{11}$	-	$\Omega$
	Floating capacitance	$C_f$	$V = 0, f = 1MHz$	-	0.6	1.0	pF
	Cut-off frequency	$f_c$	$V_{CE} = 5V, I_C = 2mA, R_L = 100\Omega, -3dB$	-	80	-	kHz
	Response time	Rise time	$t_r$	$V_{CE} = 2V, I_C = 2mA, R_L = 100\Omega$	-	4	18
Fall time		$t_f$	-		3	18	$\mu s$

\*4 Classification table of current transfer ratio is shown below.

Model No.	Rank mark	CTR (%)
PC817A	A	80 to 160
PC817B	B	130 to 260
PC817C	C	200 to 400
PC817D	D	300 to 600
PC8*7AB	A or B	80 to 260
PC8*7BC	B or C	130 to 400
PC8*7CD	C or D	200 to 600
PC8*7AC	A, B or C	80 to 400
PC8*7BD	B, C or D	130 to 600
PC8*7AD	A, B, C or D	80 to 600
PC8*7	A, B, C, D or No mark	50 to 600

\* : 1 or 2 or 3 or 4

Fig. 1 Forward Current vs. Ambient Temperature



# Apéndice E. Hojas de datos TL431



## Programmable Precision References

The TL431, A, B integrated circuits are three-terminal programmable shunt regulator diodes. These monolithic IC voltage references operate as a low temperature coefficient zener which is programmable from  $V_{ref}$  to 36 V with two external resistors. These devices exhibit a wide operating current range of 1.0 mA to 100 mA with a typical dynamic impedance of 0.22  $\Omega$ . The characteristics of these references make them excellent replacements for zener diodes in many applications such as digital voltmeters, power supplies, and op amp circuitry. The 2.5 V reference makes it convenient to obtain a stable reference from 5.0 V logic supplies, and since the TL431, A, B operates as a shunt regulator, it can be used as either a positive or negative voltage reference.

- Programmable Output Voltage to 36 V
- Voltage Reference Tolerance:  $\pm 0.4\%$ , Typ @ 25°C (TL431B)
- Low Dynamic Output Impedance, 0.22  $\Omega$  Typical
- Sink Current Capability of 1.0 mA to 100 mA
- Equivalent Full-Range Temperature Coefficient of 50 ppm/°C Typical
- Temperature Compensated for Operation over Full Rated Operating Temperature Range
- Low Output Noise Voltage

### ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
TL431CLP, ACLP, BCLP	$T_A = 0^\circ$ to $+70^\circ\text{C}$	TO-92
TL431CP, ACP, BCP		Plastic
TL431CDM, ACDM, BCDM		Micro-8
TL431CD, ACD, BCD		SOP-8
TL431ILP, AILP, BILP	$T_A = -40^\circ$ to $+85^\circ\text{C}$	TO-92
TL431IP, AIP, BIP		Plastic
TL431IDM, AIDM, BIDM		Micro-8
TL431ID, AID, BID		SOP-8

## TL431, A, B Series

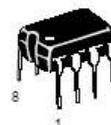
### PROGRAMMABLE PRECISION REFERENCES

#### SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

LP SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 29  
(TO-92)



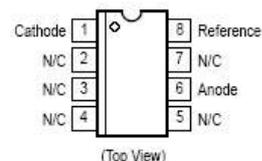
Pin 1. Reference  
2. Anode  
3. Cathode



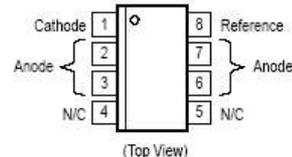
P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 626



DM SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 846A  
(Micro-8)

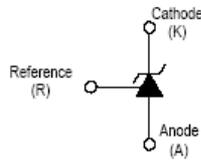


D SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 751  
(SOP-8)

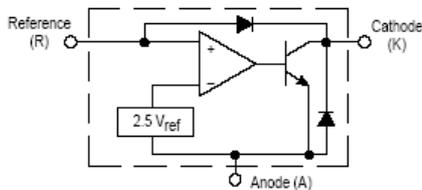


SOP-8 is an internally modified SO-8 package. Pins 2, 3, 6 and 7 are electrically common to the die attach flag. This internal lead frame modification decreases power dissipation capability when appropriately mounted on a printed circuit board. SOP-8 conforms to all external dimensions of the standard SO-8 package.

### Symbol

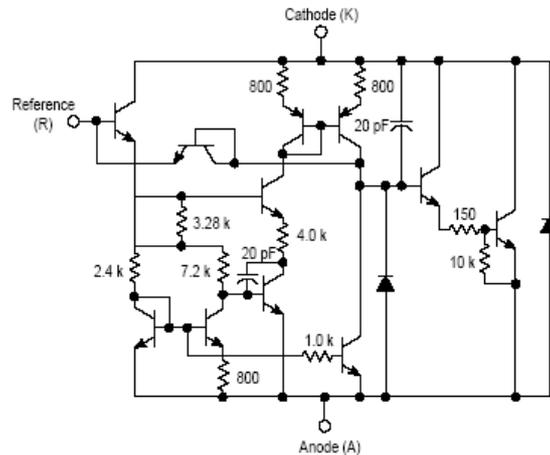


### Representative Block Diagram



### Representative Schematic Diagram

Component values are nominal



This device contains 12 active transistors.

**MAXIMUM RATINGS** (Full operating ambient temperature range applies, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Cathode to Anode Voltage	$V_{KA}$	37	V
Cathode Current Range, Continuous	$I_K$	-100 to +150	mA
Reference Input Current Range, Continuous	$I_{ref}$	-0.05 to +10	mA
Operating Junction Temperature	$T_J$	150	°C
Operating Ambient Temperature Range TL431I, TL431AI, TL431BI TL431C, TL431AC, TL431BC	$T_A$	-40 to +85 0 to +70	°C
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-65 to +150	°C
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C Ambient Temperature D, LP Suffix Plastic Package P Suffix Plastic Package DM Suffix Plastic Package	$P_D$	0.70 1.10 0.52	W
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C Case Temperature D, LP Suffix Plastic Package P Suffix Plastic Package	$P_D$	1.5 3.0	W

NOTE: ESD data available upon request.

### RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition	Symbol	Min	Max	Unit
Cathode to Anode Voltage	$V_{KA}$	$V_{ref}$	36	V
Cathode Current	$I_K$	1.0	100	mA

### THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	D, LP Suffix Package	P Suffix Package	DM Suffix Package	Unit
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	178	114	240	°C/W
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	83	41	-	°C/W