BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA

FACULTAD DE CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA

Tesis

Diseño e implementación de *drivers* de voltaje y corriente aplicados a la industria y casa habitación

Que presenta

Enrique Tlahuisca Román

Para obtener el grado de

Licenciado en Electrónica

Asesores: M.C. Ana María Rodríguez Domínguez
Dr. Víctor Rodolfo González Díaz

Abril de 2022

RESUMEN

.

El diseño de un convertidor de potencia requiere destreza y entendimiento de los aspectos fundamentales de la electrónica, y su aplicación se extiende a diferentes áreas de la electrónica, una de ellas es el diseño de lámparas LED comerciales para diferentes aplicaciones. Este trabajo trata desde los conceptos básicos que se deben tener en cuenta para el diseño de convertidores de corriente y de voltaje con convertidores de retroceso (*flyback*), con corrección de factor de potencia y baja distorsión armónica (THD), aplicados al diseño de luminarias LED, hasta llegar a su construcción y las pruebas para verificar el correcto funcionamiento.

ÍNDICE DE CONTENIDO

RESUMEN **2**
INTRODUCCIÓN **6**
OBJETIVOS **7**
Objetivo General 7
Objetivos Específicos 7
JUSTIFICACIÓN 7
DESCRIPCIÓN **8**
CAPÍTULO 1: FUENTES CONMUTADAS **11**
1.1 Los convertidores de CA a CD y fuentes conmutadas 11
1.2 Fuentes de alimentación en la actualidad 12
1.3 Diagrama de controladores de corriente y voltaje 15
1.4 Controlador Led de corriente constante 17
1.5 Controlador Led de voltaje constante 18
CAPÍTULO 2: COMPONENTES DEL CONTROLADOR **22**
2.1 Diodos emisores de luz 22
2.2 Temperatura de color 24
2.3 Tecnología de atenuación para lámparas 26
2.3.1 Atenuación de fase directa de 2 cables 27
2.3.2 Regulación de fase inversa de 2 cables 28
2.3.3 Atenuación de 3 cables 29
2.3.4 Atenuación de 4 cables 30
2.4 Corriente alterna 31
2.5 Filtros Emi Y choques en modo común 32
2.6 Puente rectificador de diodos 35
2.7 Filtro pi 37
2.7.1 Filtro capacitivo 37
2.7.2 Rectificador con puente de diodos con filtro L-C y carga resistiva 38
2.8 Circuito integrado controladores de voltaje y corriente 39
2.9 MOSFET 41
2.9.1 Curvas características I-V del MOSFET 42
2.9.2 Principio de operación del MOSFET 43
2.10 Snubber, definición y técnicas de diseño 45
2.10.1 Técnica convencionales del diseño para una Red Snubber 46
2.10.2 Red Snubber para convertidor Flyback 46
2.10.3 Medición de la inductancia Parásita 47
2.10.4 Medición de la frecuencia de oscilación del amortiguador 48
2.10.5 Calculo del capacitor y resistencia del Snubber 49
2.10.6 Cálculo de disipación del Snubber 49
2.10.7 Verificación del diseño experimental 50
2.11 Inductores y flayback 50
2.11.1 Conversores básicos no aislados 51

2.11.2 Circuito conversor básico reductor 52
2.11.3 Circuito conversor básico elevador 53
2.11.4 Conversor reductor elevador *Buck*/*Boost*) 54
2.12 Conversores aislados flyback y modos de operación 55
2.12.1 Modo de operación discontinuo 56
2.12.2 Modo de Operación continuo..... 56
2.12.3 Modo de Operación Critica 57
2.13 Ciclo de trabajo del convertidor 58
2.14 Diseño y dimensionamiento de un transformador flayback 59
2.14.1 Cálculo de la relación de transformación y dimensionamiento 60
2.14.2 Núcleo de ferritas 61
2.14.3 Selección de calibre del cable 62
2.14.4 Selección de las ferritas (Núcleo) 63
2.14.5 Inductancia parásita 65
2.15 Parpadeo de luz en aplicaciones de iluminación led 65
2.15.1 Caracterización del parpadeo de luz 66
2.15.2 Determinación del parpadeo 67
2.15.3 Circuito básico del controlador led 68
2.15.4 Aplicaciones de alto factor de potencia 69
CAPÍTULO 3: DISEÑO DE LA LUMINARIA POINT DE 4.5 W, PRUEBAS Y RESULTADOS 70
3.1 Especificaciones para la luminaria Point de 4.5W 70
3.2 Diseño del controlador de corriente para una lampara led con una potencia de entrada de 4.5 w 71
3.3 Dimensionamiento del puente rectificador 71
3.4 Cálculo del ciclo de trabajo 72
3.5 Dimensionamiento del transformador flyback 72
3.6 Dimensionamiento del diodo de salida 73
3.7 Dimensionamiento del Mosfet 74
3.8 Dimensionamiento del capacitor de salida 77
3.9 Esquemático del PCB driver 78
3.10 Tarjeta del circuito 78
3.11 Listado de componentes 80
3.12 Cálculos del transformador flyback en modo crítico 81
3.13 Plano del transformador 81
3.14 Pruebas térmicas y eléctricas 83
3.15 COB elegido para Point micro 4.5W 83
3.16 Otras pruebas 84
3.17 Corriente sin atenuador de fase 87
3.18 Comportamiento del Integrado IW3689-00 con atenuador 90
CAPÍTULO 4: DISEÑO DE LA LUMINARIA POINT DE 90 W PRUEBAS Y RESULTADOS 94
4.1 Diseño de los circuitos de potencia del convertidores flyback 94
4.2 Diseño del controlador de voltaje para una lámpara led con una potencia de entrada de 90 w 95

4.3 Dimensionamiento de los diodos del puente rectificador 95
4.4 Ciclo de trabajo 95
4.5 Dimensionamiento flyback para el convertidor de voltaje 96
4.6 Diodo de salida 96
4.7 Selección del MOSFET 97
4.8 Dimensionamiento del capacitor de salida 99
4.9 Esquemático del PCB driver 100
4.10 Tarjeta del circuito 101
4.11 Listado de componentes 103
4.12 Cálculo del transformador flyback en modo crítico 103
4.13 Plano del transformador 104
4.14 Pruebas térmicas y eléctricas 105
4.15 COB elegido para Point micro 90 W 105
4.16 Pruebas del controlador 106
4.17 Gráficas del driver sin atenuador 0 -10 109
CONCLUSIONES..... 113
REFERENCIAS 115
APENDICE A 117
APENDICE B 130

INTRODUCCIÓN

El LED (Diodo Emisor de Luz) es un dispositivo semiconductor que puede emitir luz en el espectro visible cuando recibe voltaje entre sus dos extremos, si se aplica un voltaje positivo entre el ánodo y el cátodo se polariza positivamente, es cuando se produce la emisión de luz. Un led es una lámpara sólida en sí mismo, no tiene filamentos ni gas a su alrededor, ni tampoco alguna cápsula de vidrio que lo recubra. [1]

Los leds son fuentes de luz de bajo voltaje, que requieren un voltaje o corriente DC (corriente directa) constante para funcionar de manera óptima [2]. El funcionamiento con alimentación de CC (Corriente Continua) de bajo voltaje permite que los leds se adapten fácilmente a diferentes fuentes de alimentación, permite una mayor autonomía, aumenta la seguridad [3, 2] y los controladores (*drivers*) son fijos, atenuables por fase y por *modulación de ancho de pulso* (PWM).

En la iluminación led, al contrario de lo que pasa con la iluminación fluorescente o incandescente, las luminarias no se conectan directamente a la corriente eléctrica, sino que lo hacen a través de un controlador que se ocupa de transformar el voltaje adaptándola a las necesidades de la luminaria. Los leds trabajan con corriente continua (CC), por lo tanto, si se desea que funcione en una instalación de corriente alterna (CA) como la que se tiene en casa y en la mayoría de las instalaciones, se requiere de un controlador (*driver*) que convierta la corriente alterna en corriente continua y que a su vez disminuya el voltaje [2, 3].

El funcionamiento y la duración de una luminaria led depende en gran medida del *driver* que estabiliza la corriente y proporciona protección térmica. [4]

Esta tesis presenta dos proyectos de diseño de controladores de corriente y voltaje de diferente potencia para el adecuado funcionamiento de los sistemas de iluminación con led de dos aplicaciones distintas, con el fin de ilustrar la metodología de diseño, construcción y prueba de un producto terminado.

Objetivo general

Diseñar e implementar dos diferentes controladores de lámparas led para aplicaciones específicas, los *drivers* tendrán un rendimiento alto con bajas pérdidas, un factor de potencia alto, una vida útil estimada de 30,000 horas, tamaño pequeño y bajo costo.

Objetivos específicos

1. Diseñar un controlador de corriente para una lámpara led atenuable por fase; con un rango de voltaje de entrada de 100 VAC – 140 VAC, con una potencia de entrada de 4.5 W, una eficiencia del 90%, un voltaje de salida de 3 VDC, corriente de salida de 1.5 A y un factor de potencia de .9
2. Diseñar un controlador de voltaje para una lámpara led atenuable de 0 – 10; con un rango de voltaje de entrada de 100 VAC – 305VAC, con una potencia de entrada de 90 W, una eficiencia del 90%, un voltaje de salida de 35 VDC, corriente de salida de 2.5 A y un factor de potencia de .9.

Justificación

Debido a su bajo consumo, los leds funcionan con tensiones muy bajas, por lo que un voltaje elevado no sólo no los haría funcionar, sino que los quemaría; el controlador es el encargado de regular el voltaje y la corriente sin desperdiciar energía, manteniendo la corriente constante y atenuando la generación de calor.

Tomando en cuenta la sensibilidad que muestran los leds a las alteraciones de corriente, es vital establecer constante la tensión eléctrica para mantener estable el flujo lumínico (intensidad y temperatura de color). El calor que genera la luminaria led es un dato para tener en cuenta, ya que su correcta gestión optimiza la vida útil de la lámpara led.

El objetivo de un controlador led es asegurar el menor porcentaje de pérdidas de energía. El aprovechamiento real de la energía eléctrica consumida se mide por el valor del factor de potencia (PFC o *Power Factor Correction*). Si el valor es igual a uno significa que toda la electricidad que llega a la fuente de alimentación se aprovecha, si el valor es de 0.5 sólo la mitad de energía se aprovecha en la conversión.

Después de la gestión térmica de las luminarias, quizá el siguiente punto en importancia en el funcionamiento de los leds son las fuentes de alimentación, controladores o drivers.

Los drivers tienen un rango de trabajo determinado y no todos los drivers sirven para todo tipo de luminarias.

Existen empresas donde se realizan controladores de corriente y voltaje para todo tipo de zonas como industrial, vía pública, domésticas, oficinas, para lugares y usos específicos con distintos parámetros como temperatura de color (K°), lúmenes (Lm) y voltajes específicos según las necesidades del usuario.

La importancia del proyecto que se plantea en este trabajo radica en que los controladores que se diseñan se ajustan a condiciones de aplicaciones específicas y se muestra con detalle cada una de las fases del diseño.

Descripción

En este proyecto de tesis se mostrarán dos ejemplos, uno es un controlador de corriente atenuable por fase y el otro es un controlador de voltaje por modulación de pulso (PWM). La figura 1 muestra el diagrama de bloques de un controlador (*driver*).

Se observa que entra un voltaje alterno para alimentar a todo el circuito, el primer bloque corresponde al dimmer, que es un atenuador y sirve para regular la energía en uno o varias lámparas con el fin de variar la intensidad de luz que emiten; el Filtro EMI (Filtro de Interferencia Electromagnética) se utiliza con el fin de suprimir la interferencia conducida que está presente en una línea; el rectificador de onda completa convierte el voltaje alterno (VAC) en voltaje continuo (VDC); el filtro reduce el ruido y cualquier otra frecuencia no deseada, el voltaje es regulado para la alimentación del circuito integrado y que pueda operar adecuadamente; El MOSFET es utilizado para la conmutación y amplificación de señales, el transformador genera un voltaje de salida en DC que puede ser menor o mayor que la entrada.

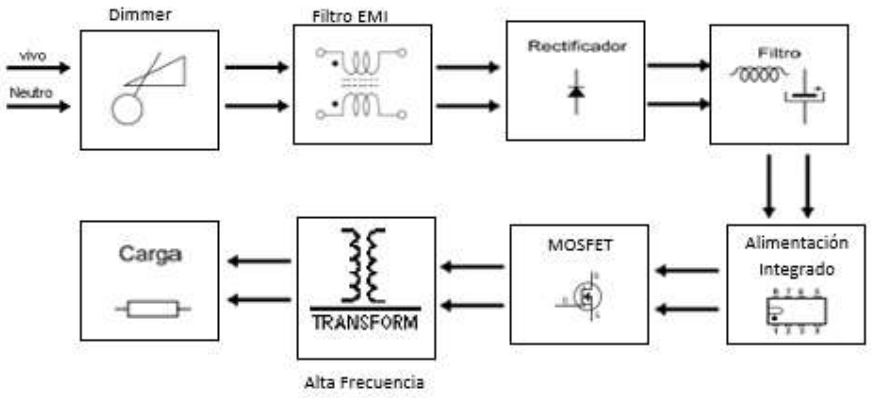


FIGURA 1 Diagrama de bloques de un *driver*

Según la experiencia adquirida, los pasos para el desarrollo de los *drivers* se muestran en la figura 2. El primer paso es seleccionar los componentes electrónicos requeridos con base en las corrientes, voltajes, interferencias electromagnéticas e inductancias parásitas.

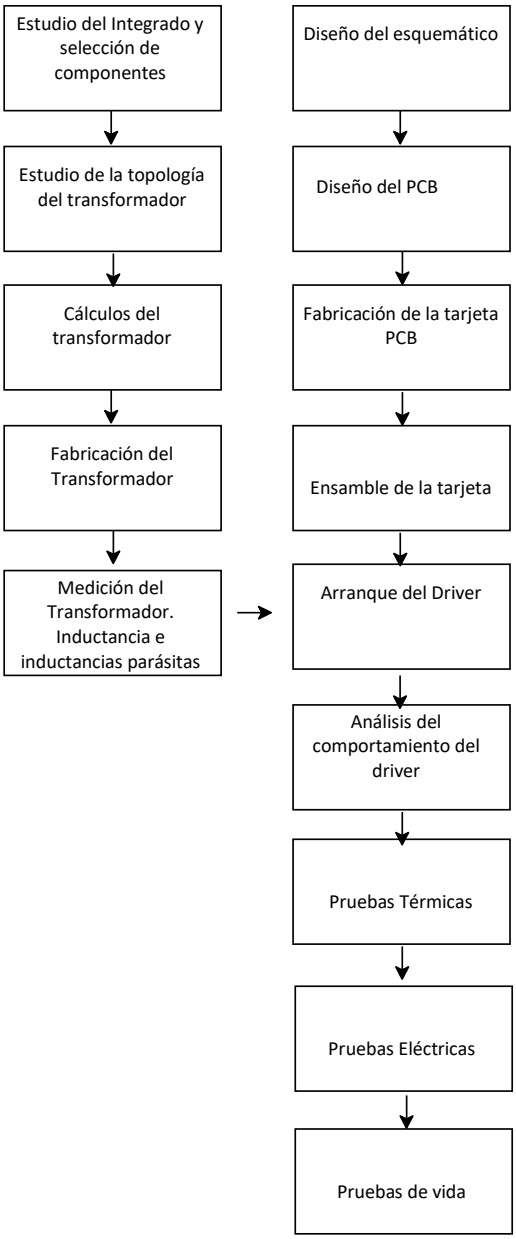


FIGURA 2 Pasos para el diseño de un *driver*

A continuación, se procede a la selección del circuito integrado que constituirá el centro del diseño y que debe cumplir con el factor de potencia y la eficiencia requeridas.

Ya teniendo listos todos los componentes se diseña el esquemático del circuito en *Altium Desginer* y se genera el ruteo del PCB, terminado este proceso se generan los archivos para el maquinado.

Al mismo tiempo del maquinado se realizan los cálculos para todos los parámetros del transformador *Flyback* y se procede a su elaboración, con ayuda de una embobinadora se crea la bobina primaria, la bobina secundaría y una bobina auxiliar. Una vez terminado el transformador *Flyback*, se ensamblan todos los componentes electrónicos y se realizan las pruebas al circuito, para comprobar su funcionamiento y determinar las fallas, si las hubiera.

Una vez que se observa que el controlador trabaja en las condiciones requeridas, se realizan pruebas térmicas; con estas pruebas se puede ver que las temperaturas no rebasen los límites. Posteriormente se empieza con las pruebas eléctricas, estas se realizan para verificar que el circuito tenga la eficiencia correcta. El último paso es la prueba de vida, en la cual se observar al circuito trabajando correctamente en un largo tiempo de vida. La meta es que tengan una vida útil estimada de 30,000 horas, tamaño pequeño y el costo más bajo posible.

CAPÍTULO 1

FUENTES CONMUTADAS

Este capítulo trata de los parámetros de las fuentes de conmutación y su funcionamiento, ya que los controladores para las lámparas LED son fuentes conmutadas, por lo que es indispensable conocerlas a fondo.

1.1. Los convertidores de CA a CD y fuentes conmutadas

Las Fuentes de alimentación conmutadas, conocidas en inglés como *Switch-mode power supplies (SMPSs)* son utilizadas frecuentemente para proporcionar diversos niveles de potencia de salida DC necesarios para las aplicaciones que se requieren hoy en día en el mundo de la electrónica, y son indispensables en lograr sistemas de conversión de potencia DC-DC o AC–DC altamente eficiente y confiables [5].

El diseño de la fuente conmutada es bastante complejo cuando se compara con la fuente de alimentación regulada lineal. Pero esta misma complejidad en el diseño a su vez tiene una ventaja ya que resultará en una fuente de DC estable y regulada que es capaz de entregar más energía de manera eficiente para una especificación física dada (tamaño, peso y costo). Es un circuito electrónico que transforma la energía eléctrica a través de dispositivos de conmutación que se encienden y apagan a altas frecuencias, los cuales son conocidos como tiristores, y con componentes de almacenamiento de energía eléctrica como capacitores o inductores para la suministración de energía cuando el dispositivo de conmutación se encuentra en el estado no conductor [5].

Las fuentes de alimentación conmutadas tienen una alta eficiencia y se utilizan ampliamente en una gran variedad de equipos electrónicos, incluidas las computadoras y otros equipos sensibles que requieren una fuente de alimentación estable y eficiente.

En la figura 1.1 se observa el diagrama de una fuente conmutada con aislamiento eléctrico, en general tenga o no tenga aislamiento eléctrico esta cumple la función de regular la potencia de la fuente a través de los dispositivos de conmutación. [5]

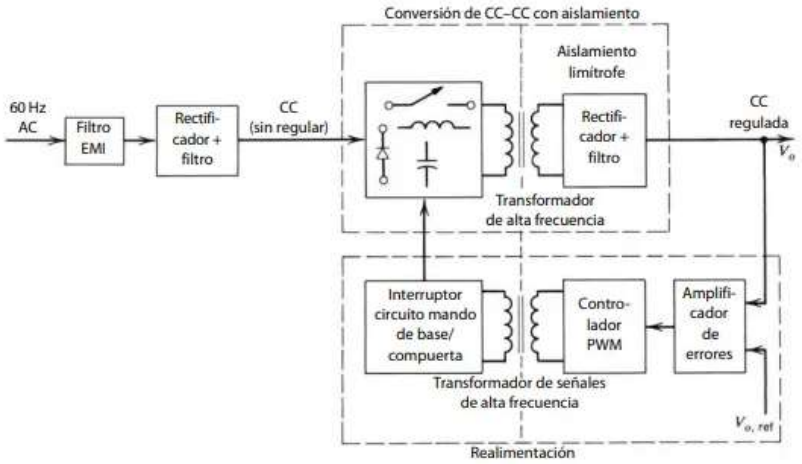


FIGURA 1.1 Diagrama de una fuente conmutada con aislamiento eléctrico [5]

Un controlador de corriente o de voltaje consta principalmente de un componente que abrirá y cerrará el paso de la corriente continua, por lo general, se ocupa un transistor de potencia (IGBT), un *MOSFET* o un tiristor, que irá alternando en corte y saturación a una frecuencia superior de los 30KHz hasta 200KHz. De esta manera, y dependiendo de la velocidad de apertura y cierre, se conseguirán distintos valores medios de voltaje continua.

Las distintas etapas de este tipo de fuente juegan un rol fundamental a la hora de conseguir un voltaje estabilizado y regulado, inclusive si se llegase a tener anomalías en el voltaje de entrada; estas etapas trabajarán con las señales periódicas de los diferentes componentes, como son: la bobina, condensadores electrolíticos y condensadores de poliéster, diodos de conmutación rápida (Schottky) y transformadores de núcleos de ferrita, encargados de aislar etapas de control con las de potencia y también de disminuir la amplitud del voltaje entregado en la salida de la etapa de rectificación (aproximadamente 431 V continuos) [5].

A grandes rasgos, las fuentes conmutadas pueden ser clasificadas en tres tipos:
▪ Alimentación CA, salida CC; por ejemplo, las fuentes de alimentación de las PC
▪ Alimentación CA, salida CA; por ejemplo, el variador de frecuencia y el conversor de frecuencia.
▪ Alimentación CC, salida CA; por ejemplo, al generar 220V a 50Hz proveniente de una batería de 12V.

1.2. Fuentes de alimentación en la actualidad

Una fuente de poder es una fuente de voltaje constante con una capacidad máxima de corriente [6], dependiendo de su tipo y aplicación que presentan ventajas y desventajas en

distintos aspectos como: tamaño, eficiencia, peso, costo, entre otros. Ya que todo dispositivo electrónico analógico o digital requiere, de forma elemental o básica, una fuente de alimentación que le permita operar [7] y, además, debido al proceso de miniaturización, se requieren cada vez fuentes de alimentación más livianas, de menor tamaño y más eficientes, la solución a estos requerimientos son las fuentes de alimentación conmutadas. En la actualidad estas fuentes ocupan casi en su totalidad el mercado de fuentes de poder, en la figura 1.2 se muestran algunas fuentes de poder de la marca SIEMENS [8], las cuales son usadas ampliamente en industrias alrededor mundo.

FIGURA 1.2 Fuentes conmutadas marca Siemens [8]

En la figura 1.3 se muestra la clasificación general de las fuentes de poder, la cual se divide en dos grandes categorías: fuentes con reguladores lineales y fuentes con reguladores conmutados. Dentro de los reguladores lineales se encuentran el regulador de voltaje serie y el regulador en paralelo, mientras que en los conmutados se encuentran los convertidores DC/DC en modo resonante, de capacitor conmutado y el modulador por ancho de pulso (PWM). Éste último es el más usado en la actualidad.

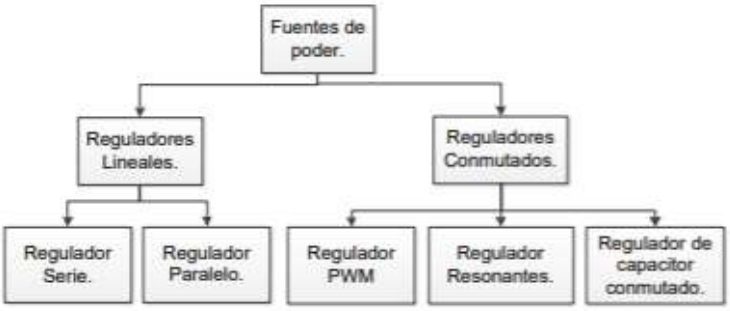


FIGURA 1.3 Clasificación de las fuentes de poder [7]

La principal diferencia entre ambas fuentes radica en que los reguladores lineales operan sus transistores en la región activa mientras que los conmutados alternan entre las zonas de corte y saturación. Al operar en región activa los transistores actúan como fuentes

dependientes de corriente lo cual es un problema, ya que en esta condición el consumo de energía es elevado debido a las relativas altas corrientes y caídas de voltaje, pero al mismo tiempo tienen la ventaja de presentar bajos niveles de ruido. Por otra parte, en los convertidores en modo conmutado, ya que los transistores son operados como interruptores controlados, su consumo de energía es mínimo y depende únicamente de los tiempos de conmutación (frecuencia de conmutación) como se muestra en la figura 1.4.

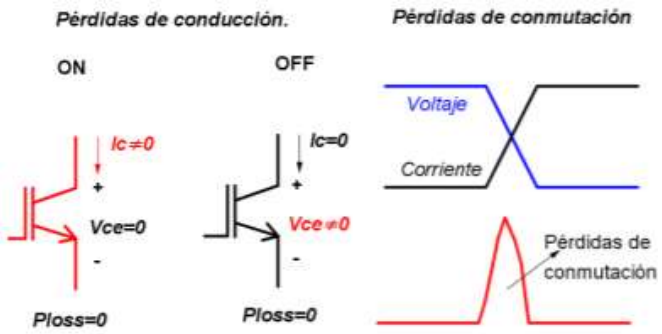


FIGURA 1.4 Pérdidas de conducción y conmutación de los transistores. [8]

Debido a esta característica la eficiencia de una fuente conmutada es alta (entre 80 y 95%) comparada con la lineal (alrededor del 60%) [9]. En la figura 1.5 se muestran dos diagramas de bloques de convertidores AC/DC: uno correspondiente al regulador lineal y el otro al regulador en modo de conmutación, se observan las diferentes etapas que implementa cada tipo de fuente y a continuación se explica brevemente la función de cada uno de los bloques mostrados.

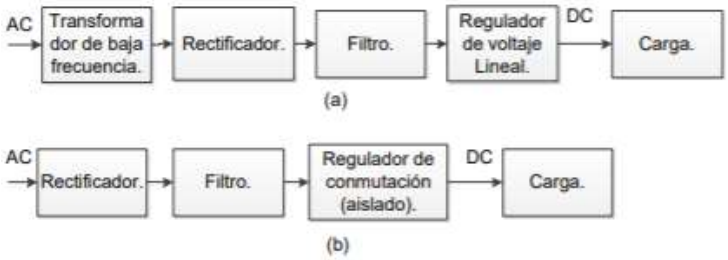


FIGURA 1.5 Diagrama de bloques de convertidores AC-DC (a) lineal y (b) conmutado [7]

En la fuente lineal, el primer bloque corresponde a un transformador que se encarga reducir el voltaje de la línea a un nivel adecuado y además de proveer aislamiento, debido a la frecuencia a la que opera este transformador (60Hz en nuestro medio), este tiene un tamaño considerable y por consiguiente es pesado, lo que representa una desventaja de este tipo de fuente. En el segundo bloque se tiene un puente rectificador el cual convierte la señal sinusoidal de salida del transformador en un voltaje rectificado de onda completa, el cual, debido a la acción de filtrado del siguiente bloque, se convierte en un voltaje DC con un nivel

de rizo. Por último, se tiene un regulador lineal el cual sostiene un voltaje constante a la salida a pesar de que la entrada oscile dentro un rango admisible o existan perturbaciones como variaciones de temperatura o cambios en la carga, entre otras.

En la fuente conmutada no se utiliza un transformador de baja frecuencia en la entrada, la alimentación se toma directamente desde la línea para luego ser rectificada y filtrada, posteriormente el transformador en modo conmutado es el que proporciona el aislamiento; la frecuencia de conmutación del regulador usualmente va desde los 20KHz hasta los 200KHz, lo que genera una onda rectangular de alta frecuencia en la salida del convertidor, la cual es filtrada para obtener el voltaje DC que finalmente alimenta la carga [9].

Debido a que la frecuencia de conmutación del regulador es mucho más alta que la frecuencia AC de la línea de alimentación, el tamaño y peso del transformador de alta frecuencia, así como de los inductores y capacitores se ven reducidos significativamente y es aquí donde radica la importancia de las fuentes de conmutación, es decir, al trabajar con frecuencias elevadas se logra reducir el tamaño de los componentes, lo cual es una gran ventaja. En la Figura 1.6 se muestran los transformadores de baja y alta frecuencia.

FIGURA 1.6 Transformadores de baja (Izq.) y alta frecuencia (Der.) [8].

1.3 Diagrama de controladores de corriente y de voltaje

La figura 1.7 es un diagrama de bloques básico, de un controlador (*driver*) que opera por conmutación, tiene una entrada de voltaje alterna, que atraviesa varias etapas para convertirse en un valor de voltaje continuo, inalterable y con un límite de potencia, dado por la capacidad de corriente que puedan soportar los semiconductores que la compongan.

En el diagrama se muestra la señal en cada etapa del circuito, para adquirir una visualización general de su comportamiento.

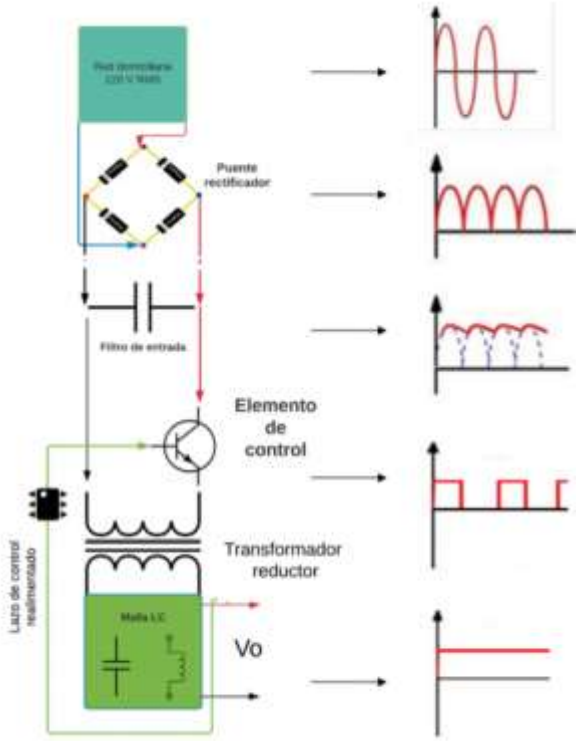


FIGURA 1.7 Diagrama de bloques del controlador (*driver*) conmutado [7].

Opcionalmente, dependiendo del criterio de fabricación y calidad del fabricante, se agregará un filtro de línea, constituido por etapas inductivas y capacitivas que se encargaran de filtrar y atenuar las radiofrecuencias circulantes por la red, ya que este tipo de ruido podría generar un campo magnético con frecuencias de los 4 a 100 KHz, además, evita que la conmutación a altas frecuencias pueda contaminar la red domiciliaria o ruido eléctrico. Por lo general esta etapa se compone de un transformador toroidal, condensadores en paralelo con respecto a la entrada de alimentación de la fuente, incluyendo un fusible.

Ventajas de un controlador que opera por conmutación:

- La eficiencia de los controladores está comprendida entre el 68 y el 90%, esto hace reducir el costo de los dispositivos de potencia.

- Debido a que el voltaje de la entrada es conmutado y ubicada en un elemento magnético, se puede variar la relación de transformación funcionando como reductor, elevador o inversor de voltaje.

- No es necesario el uso del transformador de línea, ya que el elemento de transferencia de energía lo puede reemplazar, funcionando en alta frecuencia, reduciendo el tamaño del transformador de la fuente, reduciendo el peso y costo.

Hoy en día los controladores (*drivers*) son los más utilizados para alimentar lámparas led, siguiendo todas las etapas que son indispensables para poder conseguir los resultados esperados [5].

Las secciones de un controlador conmutado constan primordialmente de:

- Filtro Emi
- Puente rectificador
- Condensador de entrada (filtro)
- Bobina del filtro de salida de entrada
- Circuito de control (regulador y comparador)
- *MOSFET*
- Transformador (*Flyback*, *Buck*, *Boost* y *Buck Boost*)
- Condensadores del filtro de salida

Dichas etapas, funcionan de manera complementaria y secuencial, cada etapa es fundamental para su correcto funcionamiento, obviando algunos componentes y etapas que se pueden eliminar del diseño original para abaratar costos, como por ejemplo filtros de entrada, condensadores del eliminador de rizo, componentes de protecciones por sobre corriente, etc. [5]

1.4 Controladores led de corriente constante

Los controladores led de corriente constante, como el mostrado en la figura 1.8 están diseñados para un rango designado de voltajes de salida (V) y una corriente de salida fija (mA). Los leds que están clasificados para operar con un controlador de corriente constante requieren un suministro designado de corriente generalmente especificado en miliamperios (mA) o amperios (A). Estos controladores varían el voltaje a lo largo de un circuito electrónico que permite que la corriente permanezca constante en el LED.

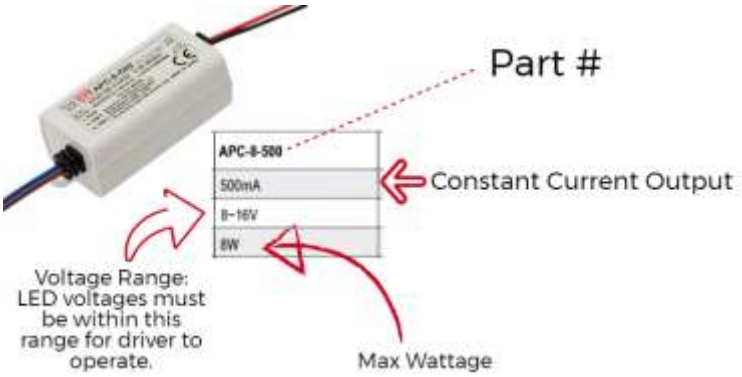


FIGURA 1.8 El controlador de corriente constante AP de Mean Well [10].

Las clasificaciones de corriente más altas hacen que el led sea más brillante, pero si no se regula, el led consumirá más corriente de la nominal. La fuga térmica se refiere al exceso de corriente más allá de la corriente máxima de accionamiento de los leds, lo que da como resultado una vida útil de los leds drásticamente más baja y quemaduras prematuras debido al aumento de temperatura. Un controlador de corriente constante es la mejor manera de alimentar los leds de alta potencia, ya que mantiene un brillo constante en todos los leds de la serie [10].

Cuando se esté construyendo un dispositivo o se esté trabajando con leds de alta potencia, lo mejor para usar son los controladores de corriente constante, ya que evitan exceder la corriente máxima especificada para los leds, evitando así quemaduras o fugas térmicas y además ayudan a crear una luz con un brillo más constante.

1.5 Controlador led de voltaje constante

Los controladores de voltaje constante como el que se observa en la figura 1.9, están diseñados para un solo voltaje de salida de corriente continua (CC). Los controladores de voltaje constante más comunes son de 12 o 24 V CC. Una luz led que está clasificada para voltaje constante generalmente especifica la cantidad de voltaje de entrada que necesita para funcionar correctamente.

Una fuente de alimentación de voltaje constante recibe voltaje de línea estándar (120-277 VCA) como el que se tiene en los tomacorrientes de pared de las casas. Los controladores de voltaje constante cambian este voltaje de corriente alterna (VCA) a un voltaje de corriente continua (VCC). El controlador siempre mantendrá un voltaje constante sin importar qué tipo de carga se le aplique. [10]

FIGURA 1.9 Un ejemplo de una fuente de alimentación de voltaje constante [10].

La mayoría de las veces, los controladores de voltaje constante se implementan en las luces de bajo consumo, fácil colocación, puede ser un solo led, una matriz o una tira led flexible, que tenga un voltaje específico de trabajo [9].

Un ejemplo de un controlador de voltaje constante se tiene cuando se utilizan leds de alta potencia *(COB)*, su característica única es la relación exponencial entre el voltaje directo aplicado al led y la corriente que fluye a través de él. Esto se puede ver claramente en las características eléctricas de la Figura 1.10, cuando el LED está encendido, incluso el cambio más pequeño del 5% en el voltaje (2.74V a 2.87V) puede crear un aumento del 100% en la corriente que circula hacia el LED, como se puede ver en las marcas rojas, la corriente pasó de 350mA a 700mA.

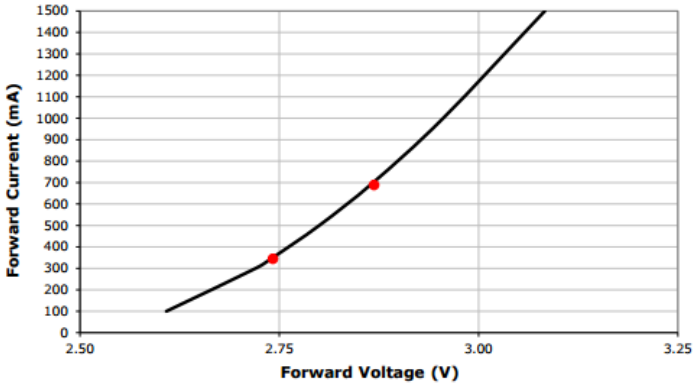


FIGURA 1.10 Curva de corriente contra voltaje [10].

Una corriente más alta hace que el led sea más brillante, pero también eventualmente sobrepasará el LED. En la Figura 1.11 se pueden ver las especificaciones de la corriente directa máxima y las curvas de reducción de potencia en diferentes condiciones de temperatura ambiente.

En el ejemplo anterior, la corriente es de 700mA, pero si no tuviera un dispositivo limitador de corriente, el led consumiría más corriente ya que sus características eléctricas cambian debido al aumento de temperatura. Esto provocaría el aumento de la corriente por encima del límite, especialmente en ambientes más cálidos, y a mayor temperatura es mayor la corriente. El exceso de corriente directa daría como resultado mayor de temperatura dentro del sistema, lo cual reduciría la vida útil de los leds, finalmente arruinaría el controlador y los LED. A este efecto se le denomina fuga térmica, esta es la razón por la que el método preferido para alimentar el led de alta potencia es con un controlador led de corriente constante. Con una fuente de corriente constante, incluso cuando el voltaje cambia con la temperatura, el conductor mantiene la corriente constante sin sobrecargar el led y evitando el desbordamiento térmico. [10]

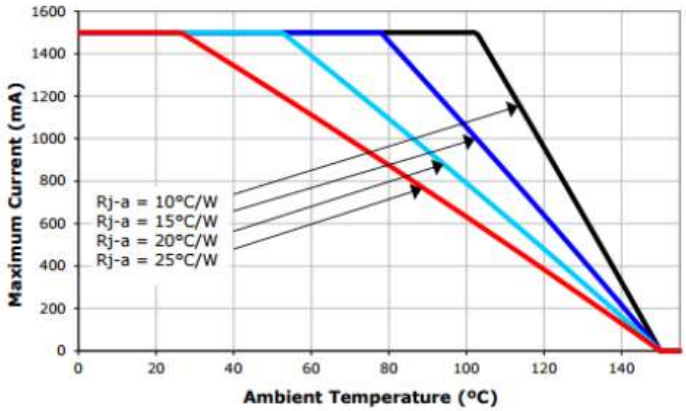


FIGURA 1.11 Gráfica corriente contra temperatura [10].

El ejemplo anterior es con un led de alta potencia y en una escala pequeña, ya que se habla de un solo led. Con la iluminación en el mundo real, no es conveniente ni económico construir todo a mano desde un solo diodo, los LED generalmente se usan juntos en circuitos en serie o en paralelo para crear el resultado deseado. Afortunadamente para los diseñadores de iluminación, los fabricantes han introducido muchos productos en el mercado que tienen varios LED ya ensamblados, como cuerdas de luz LED, tiras de LED, barras de LED, etc.

Las tiras de LED son un diseño común de los controladores de voltaje y están diseñadas con un grupo de LED en serie con una resistencia limitadora de corriente en línea con ellos. Los fabricantes se aseguran de que las resistencias tengan el valor correcto y estén en la posición correcta para que los LED en las tiras sean menos propensos a la variación de la fuente de voltaje. Dado que su corriente ya está regulada, todo lo que necesitan es un voltaje constante para alimentar los LED [10].

Se recomienda usar un controlador de voltaje constante, cuando el voltaje constante es una tecnología mucho más familiar para los ingenieros de diseño e instalación, también cuando l costo de estos sistemas puede ser menor, especialmente en aplicaciones de mayor escala.

En la figura 1.12 se observa el esquemático de un controlador de voltaje (*driver*), esta conformado por diversas etapas que son el control, la potencia y el filtrado de señales de interferencias electromagnéticas.

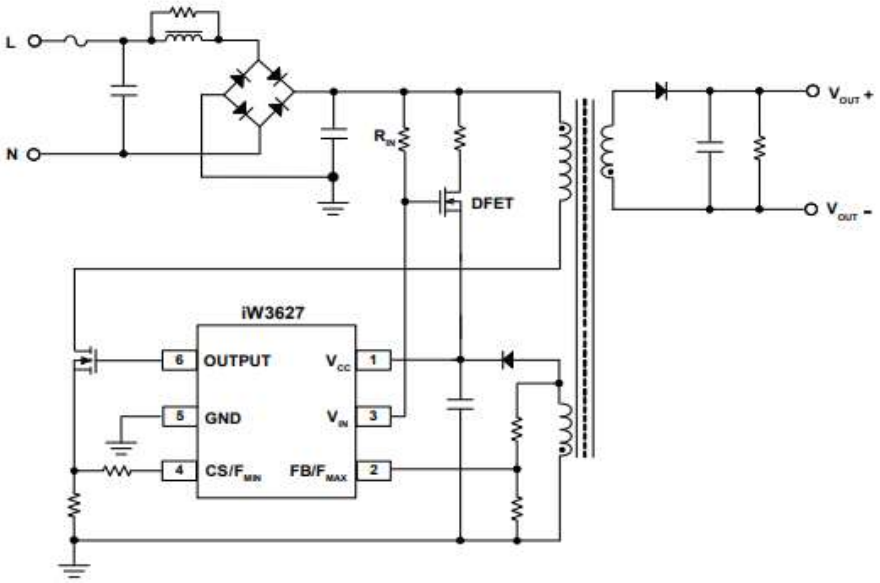


FIGURA 1.12 Controlador de voltaje constante típico [11].

CAPÍTULO 2

COMPONENTES DEL CONTROLADOR

En este capítulo se presentará la descripción de los componentes que son la base de la elaboración de un driver, tanto controladores de corriente como controladores de voltaje. Tambien se presenta la descripción de los diodos emisores de luz (led), ya que es importante entender su comportamiento para poder tener un controlador adecuado.

2.1 Diodos emisores de luz

Los diodos son componentes electrónicos que sólo permiten el flujo de la electricidad en un solo sentido, debido a esto su funcionamiento se parece a un interruptor el cual abre o cierra los circuitos. Este dispositivo está conformado por dos tipos de materiales diferentes los cuales se traducen a dos terminales, un ánodo y un cátodo.

Los diodos también se conocen como rectificadores porque cambian corriente alterna (CA) a corriente continua (CC) pulsante. Los diodos se clasifican según su tipo, voltaje, capacidad de corriente y frecuencia de trabajo.

El diodo emisor de luz o LED *(light-emitting diode)* es una fuente de luz que emite fotones cuando se recibe una corriente eléctrica de muy baja intensidad, además de que tiene una polaridad determinada por ánodo (terminal positiva) y un cátodo (terminal negativa). La mayoría de los diodos permiten que la corriente fluya solo cuando se aplica voltaje al ánodo positivo. [12]

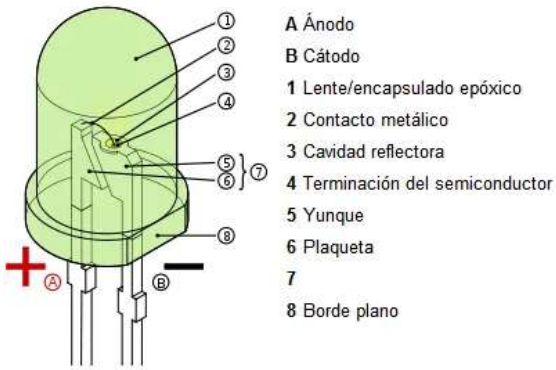


FIGURA 2.1 Partes internas del led. [13]

En la figura 2.1 se muestran las partes del led y su descripción.

1. Lente o encapsulado Epóxico: Esta lente mantiene todo el paquete estructurado, determinar el haz de luz, protege al chip reflector, además de extraer el flujo luminoso.

2. Cable Conductor o Contacto Metálico: Es un cable muy delgado de oro, el cual conecta cada terminal a cada uno de los postes conductores.

3. Chip o Terminación del Semiconductor: Consiste en dos capas de material emisor semiconductor, cuando los átomos son excitados por un flujo de corriente intercambiando electrones, creando la luz.

4. Reflector o Cavidad Reflectora: Es una cavidad que ayuda a proyectar la luz hacia fuera y se encuentra por debajo del chip.

5. Catado: Poste hecho de aleación de cobre y conduce carga negativa, el cátodo es más corto que el ánodo para facilitar un ensamble más rápido y preciso en el circuito.

6. Ánodo: Poste hecho en aleación de cobre y conduce carga positiva.

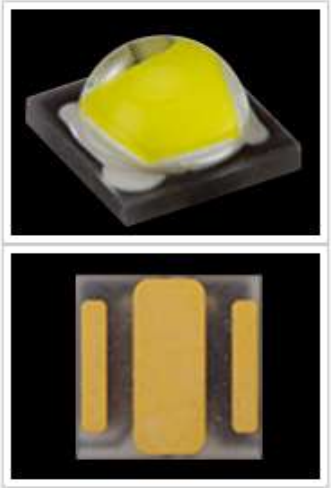
Albert Einstein recibió el premio Nobel de física en 1921 por su estudio del efecto fotoeléctrico. Einstein describió cómo algunos materiales, al ser sometidos a una corriente eléctrica, emiten luz con una frecuencia determinada (es decir, es de un sólo color), que depende del tipo de material. También existe el efecto contrario, que hace que los paneles fotovoltaicos produzcan electricidad al exponerlos a la luz.

Los diodos led se conocen desde los años 60. Cuando se aplica una pequeña corriente eléctrica, emite luz, sin producir calor y con un color definido. El color puede ser incluso invisible para el ojo humano, como los leds infrarrojos.

The High Power led (en inglés) o leds de alta potencia son los diodos luminosos en el que la potencia eléctrica para iluminar la pastilla del semiconductor se sitúa por encima de 1 volt.

Estos leds de alta potencia pueden fabricarse como Leds de tipo SMD (Dispositivos de Montaje Superficial) o como también de tipo COB (*chip-on-board*).
Un punto para tener en cuenta sobre estos leds es que requieren un diseño cuidadoso y un montaje especial para obtener una resistencia térmica baja entre el chip y el circuito impreso, ya que se debe disipar el calor generado, pues la alta temperatura es perjudicial para la vida del led.

Normalmente estos leds de alta potencia se montan en circuitos impresos o placas de núcleo metálico para favorecer la disipación del calor [13]. Se puede apreciar en la figura 2.2, el diseño de un led de alta potencia y su huella para colocarla en el PCB.



(1) Absolute Maximum Ratings

Item	Symbol	Absolute Maximum Rating	Unit
Forward Current	I_F	1800	mA
Pulse Forward Current	I_{FP}	2400	mA
Allowable Reverse Current	I_R	85	mA
Power Dissipation	P_D	5.94	W
Operating Temperature	T_{opr}	-40~100	°C
Storage Temperature	T_{stg}	-40~100	°C
Junction Temperature	T_J	150	°C

* Absolute Maximum Ratings at T_S=25°C.

* I_{FP} conditions with pulse width ≤10ms and duty cycle ≤10%.

FIGURA 2.2 Imagen y huella de un led de potencia con su ficha técnica [13].

En la ficha técnica se observa el resumen del funcionamiento y otras características del componente con el suficiente detalle para ser utilizado.

2.2 Temperatura de color

Es una indicación de la impresión de color (es una técnica que permite imprimir una imagen en color) generada por una fuente de luz blanca, que describe hasta qué punto tendrá un aspecto “cálido” o “frío”. La unidad de medida de la temperatura de color son los grados Kelvin, a pesar de que no refleja una medida de temperatura.

La temperatura de color es un valor muy importante para tener en cuenta en la selección de una iluminación LED de una casa, negocio, parque, fábrica, etc. El valor en grados Kelvin (K) básicamente determina si las luminarias producen luz cálida o fría como se muestra en la figura 2.3.

FIGURA 2.3 Rango de color de temperatura [15]

Se debe escoger la iluminación con una temperatura de color adecuada al espacio y el uso que se vaya a requerir. No es igual iluminar un ambiente que se requiere que sea acogedor como, por ejemplo: un salón o un dormitorio que un espacio comercial, lógicamente la temperatura de color deberá ser totalmente diferente.

La tecnología LED ofrece también una amplia gama con diferentes temperaturas de color que van desde la luz cálida (2200-2700k) pasando por el blanco cálido (3000-3500K), neutro (4000-4500K), hasta el blanco frío (5000-6500K), a continuación, se muestran algunos ejemplos de donde utilizar las temperaturas de color:

- 2200-2700K: La gama más cálida con luces más suaves indicadas la relajación o el entretenimiento. Se utiliza en mesillas de noche y cabeceras.

- 2700-3500K: El blanco cálido son luces suaves que invitan a la relajación, se suele utilizar en habitaciones y zonas de salón.

- 4000-4500K: La gama blanca o neutra que ofrece el equilibrio entre la luz cálida y la fría. Se consigue una luz blanca muy natural que no altera la vista. Es indicada para cocinas o zonas de estudio.

- 5000-6500k: El blanco frío es el color que busca imitar la luz del día. Es importante para su uso en oficinas, espacios comerciales o industriales, cuartos de baño, etc. donde se requiere alta visibilidad en detalle. También se utiliza en ocasiones en elementos de espacios de vivienda [15].

2.3 Tecnología de atenuación (*dimming)* para lámparas

Atenuar significa reducir la salida de una lámpara o un dispositivo de iluminación, esto se mide en lúmenes (lm) y a veces se le conoce como flujo luminoso. A medida que se atenúa una lámpara o accesorio, su salida de lúmenes disminuye.

El propósito principal de esta sección es definir claramente las tecnologías utilizadas para realizar la atenuación, ya que una coordinación adecuada entre el *dimmer* y el controlador es esencial para una instalación de iluminación exitosa [14].

Como se observa en la figura 2.4 el Dimmer se ubica en el lado primario del controlador. La conexión del lado primario implica la conexión de alimentación de CA. El lado secundario del controlador proporciona la conexión de atenuación de CC para la placa LED. Esta interfaz es externa a la lámpara que es diseñada para la iluminación.

El dispositivo debe ser compatible con la tecnología de atenuación asociada con la entrada (o lado primario) del controlador led.

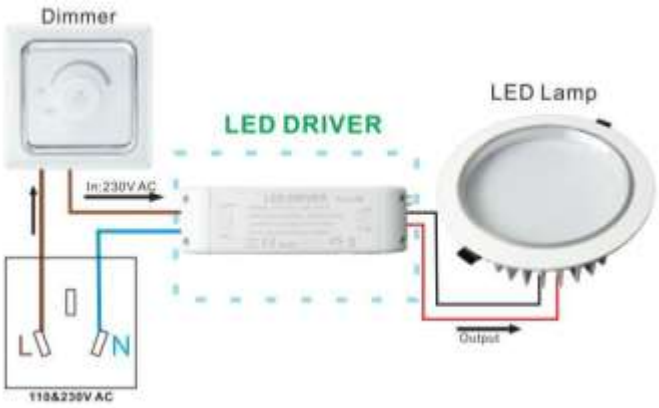


FIGURA 2.4 Diagrama simplificado que muestra los componentes involucrados al atenuar un dispositivo de iluminación led. [14]

Existen diferentes tecnologías utilizadas por el atenuador, las cuales también se utilizan para la atenuación de cargas de iluminación convencionales que incluyen: incandescente, fluorescente, magnético de alto voltaje y electrónico de bajo voltaje. [14] Las cinco tecnologías de control de atenuación descritas son:

- Fase directa de 2 cables
- Fase inversa de 2 cables
- 3 cables (Lutron)
- 4 cables (0–10 V)
- Interfaces direccionables digitalmente

2.3.1 Atenuación de fase directa de 2 cables

Los atenuadores de fase directa de 2 cables se diseñaron originalmente para usarse con accesorios de iluminación incandescentes (120 V), aunque han evolucionado para su uso con otros tipos de cargas de iluminación, incluidas las magnéticas, de bajo voltaje (MLV) y algunos tipos de controladores LED. Son los atenuadores menos costosos y más utilizados comercialmente, también se conocen como atenuadores de vanguardia y utilizan un dispositivo de silicio, generalmente un SCR o un *Triac*, para activar la forma de onda de CA a la mitad de su ciclo. Al variar el punto en el que se activa la forma de onda, es posible alterar la cantidad de energía entregada a la lámpara [14] (figura 2.5).

Los beneficios de este tipo de atenuación son:
• Los controladores / lámparas led compatibles con incandescentes funcionan con la mayoría de los atenuadores de fase directa de 2 cables, lo que los hace perfectos para muchas aplicaciones modernas.
• Los atenuadores de fase directa de 2 cables son los menos costosos y tienen la mayor cantidad de instalaciones en el mercado. En muchos casos, estos atenuadores son menos costosos que los atenuadores electrónicos de bajo voltaje o atenuadores de 0–10V. [15]
• Por lo general, proporcionan una atenuación suave hasta el 10%, dependiendo de las limitaciones del atenuador.

Las limitaciones del atenuador son:
• Los atenuadores de fase directa de 2 cables no deben usarse con controladores ELV porque al hacerlo podrían causar cualquiera de los siguientes funcionamientos incorrectos: zumbido del atenuador, parpadeo de la lámpara, interacción entre circuitos o interferencia de radiofrecuencia (RFI).
• Se puede observar un ruido notable en un sistema de atenuación de fase directa cuando los filamentos de las lámparas se atenúan. Cuando se enciende la alimentación de la lámpara a la mitad del ciclo de forma de onda, el filamento se expande muy rápidamente, y luego, cuando el voltaje vuelve a bajar, el filamento se enfría. Este rápido ciclo de expansión y la contracción conduce al efecto de "*Lamp Sing*" (un zumbido audible que puede ser molesto). [16]

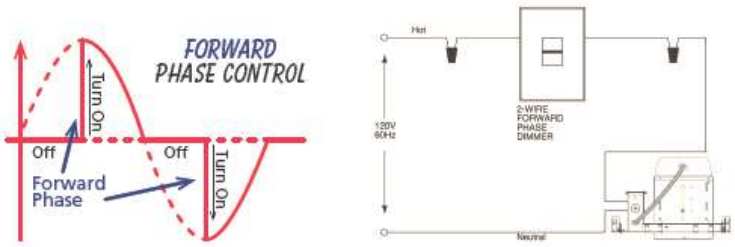


FIGURA 2.5 Diagrama de cableado del atenuador de fase directa de 2 cables [14]

2.3.2 Regulación de fase inversa de 2 cables

Los atenuadores de fase inversa de 2 cables se diseñaron originalmente para controlar transformadores electrónicos de bajo voltaje (ELV) utilizados en voltaje (12V) tipo MR16. Los atenuadores de fase inversa de 2 cables y los transformadores ELV son más caros, pero ofrecen un mejor funcionamiento, mejor control y tienden a durar más que muchos atenuadores de estilo incandescente de fase directa de 2 cables [14], como se observa en la figura 2.6.

Sus beneficios son:

• Los controladores de atenuación ELV generalmente son ampliamente probados y aprobados por los fabricantes de atenuadores para cargas de led.

• Generalmente, los atenuadores de fase inversa de 2 cables funcionan mejor en los controladores de led que la mayoría de los atenuadores de fase directa de 2 cables. Esto es debido al hecho de que la mayoría de los controladores led utilizan transformadores electrónicos de bajo voltaje (ELV). Estos transformadores son generalmente de cargas de tipo capacitivo que funcionan mucho mejor cuando se controlan mediante atenuadores de fase inversa.

• Permiten una atenuación suave hasta niveles bajos, dependiendo del rango de atenuación del controlador. [14]

Y sus limitaciones:

• Los atenuadores de fase inversa de 2 cables pueden ser más costosos que los de bajo voltaje magnético o incandescentes de fase directa.

• Los controladores de fase inversa de 2 cables no deben usarse con atenuadores de fase directa porque al hacerlo podría causar cualquier de las siguientes averías: zumbido del atenuador, parpadeo de la lámpara, interacción entre circuitos o interferencia en radiofrecuencia (RFI).

• Los atenuadores de fase inversa de 2 cables requieren un cable neutro. Esto puede resultar en tener que usar cable adicional en proyectos de remodelación.

• Algunas cargas arquitectónicas (por ejemplo, fluorescentes lineales) funcionan mejor cuando se atenúan con atenuadores ELV. Sin embargo. Es muy importante consultar la hoja de datos del fabricante para verificar la compatibilidad de atenuación.

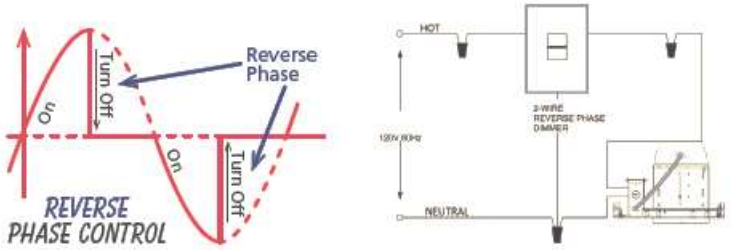


FIGURA 2.6 Diagrama de cableado del atenuador de fase inversa de 2 cables [14]

2.3.3 Atenuación de 3 cables (Lutron)

La empresa Lutron desarrolló originalmente su balastro de atenuación al 1% Hi-Lume para su uso con atenuadores fluorescentes y fluorescentes compactos. Es un sistema de 3 cables que tiene un cable de voltaje de línea separado que transporta la señal de atenuación de control de fase separado de los cables de alimentación. Los controladores / balastos de 3 cables Hi-Lume se atenúan hasta el 1% de los lúmenes iniciales, son más precisos y son más inmunes al ruido eléctrico [14] (figura 2.7).

Los beneficios de este tipo son:
• Permite una atenuación suave y continua hasta niveles bajos de luz según el desempeño del conductor.
• Compatibilidad probada entre reguladores y controladores de Lutron.

Sus limitaciones son:
• Los atenuadores de pared Lutron pueden ser más costosos que los electrónicos de bajo voltaje, incandescentes o magnéticos.
• Todos los controladores de Lutron *Hi-Lume* y atenuadores compatibles son de 3 cables, para tener una intensidad atenuada y una intensidad conmutada. Esto requiere instalar un cable adicional y, dependiendo del equipo de control de atenuación utilizado, puede requerir más hardware de atenuación, lo que resulta en un aumento de costos potencialmente significativo para el sistema o equipo de atenuación.

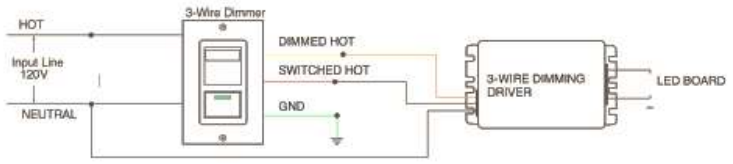


FIGURA 2.7 Diagrama de cableado del atenuador de 3 cables (Lutron) [14]

2.3.4 Atenuación de 4 cables (0-10 V)

Los atenuadores de 4 cables (0–10 V) se han utilizado en aplicaciones comerciales para iluminación fluorescente, led y luz diurna; ahora se están volviendo populares entre los productos led, 0-10V es un voltaje de CD que varía entre cero y 10 voltios, de ahí el nombre. Esto significa que la luz controlada por el atenuador estará en su nivel de luz más alto de 100% en 10V y en su nivel de atenuación más bajo en cero [14]. Su diagrama de cableado se muestra en la figura 2.8.

Sus beneficios:

• La atenuación de 0-10 V es confiable debido a la atenuación que ocurre en el controlador, y no debido a cortes de energía en el voltaje de línea para el accesorio.

• Permite una atenuación suave hasta niveles bajos de luz, dependiendo del desempeño del atenuador.

• Los dispositivos de control suelen ser menos costosos y pueden controlar cargas más grandes debido a que no tienen que disipar el calor asociado con la atenuación del voltaje de línea sus limitantes son:

• La señal de control es un voltaje analógico pequeño y los cables largos pueden causar una caída de la señal que puede producir diferentes niveles de luz.

• Se requieren conductores de bajo voltaje además del cableado de voltaje de línea. Los conductores agregados aumentarán costo de instalación.

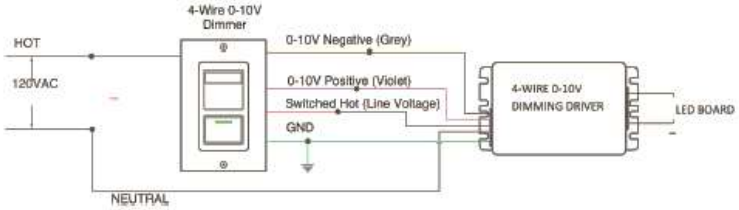


FIGURA 2.8 Diagrama de cableado del atenuador de 0 a 10 V [14]

2.4 Corriente Alterna

Todos los *drivers* o la mayoría de ellos están conformados por componentes electrónicos los cuales se calculan con base a las condiciones de corriente y voltaje requeridas. A continuación, se describen las partes que intervienen en un controlador, iniciando con la alimentación del controlador (*driver*), que es la energía eléctrica y su representación gráfica.

La corriente alterna es un tipo de energía eléctrica cuyo valor y sentido varían continuamente, tomando valores positivos y negativos en distintos instantes de tiempo o ciclos.

La forma más común de corriente alterna es la senoidal y se debe a que los generadores de electricidad más utilizados producen tensiones y corrientes con esa forma. La corriente alterna es más fácil para transportar a grandes distancias que la corriente continua, lo cual es una ventaja para su distribución.

Otra ventaja importante de la corriente alterna es que puede ser fácilmente convertida entre distintos valores de voltaje, ya sea aumentándolos o disminuyéndolos a través de transformadores [16].

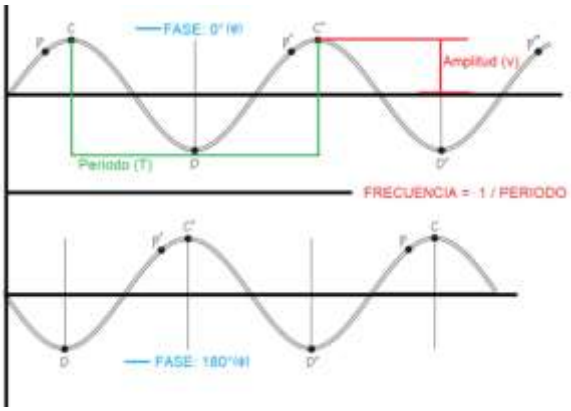


FIGURA 2.9 Imagen Onda Senoidal [16]

En la figura 2.9 se ve la variación de voltaje en el tiempo de una señal alterna senoidal. A cada instante de tiempo del eje horizontal le corresponde un valor de voltaje en el eje vertical.

Los instantes de tiempo se representan también mediante un ángulo que es el parámetro de la función seno. A continuación, describen los parámetros de una onda.

Fase (ϕ): La señal senoidal puede estar desplazada en el eje horizontal, es decir en tiempo.

La fase es un valor que representa el ángulo inicial de la señal y se mide en radianes o en grados. En el siguiente ejemplo vemos dos señales con distinta fase (desfasadas entre sí $\frac{\pi}{2}$ radianes o 90 grados).

Período (T): Es la duración de un ciclo completo de una señal alterna. Se mide en segundos.

Frecuencia (f): Es la inversa del período y corresponde a la cantidad de ciclos por unidad de tiempo de una señal alterna. Se mide en *hertz*. Un *hertz* equivale a un ciclo completo en un segundo.

Amplitud(v): Es el valor máximo que esta alcanza, es la distancia máxima entre el punto más alejado de una onda y el punto de equilibrio o medio.

2.5 Filtros EMI y choques de modo común (CMC)

Los filtros EMI sirven para prevenir el siguiente efecto, cuando se conecta o se desconecta cualquier equipo electrónico es normal que se produzcan picos de voltaje como en la imagen 2.10, se transmiten de la red eléctrica o a través del aire en forma de los campos electromagnéticos al igual que se transmiten las ondas de radio de los teléfonos móviles o celulares.

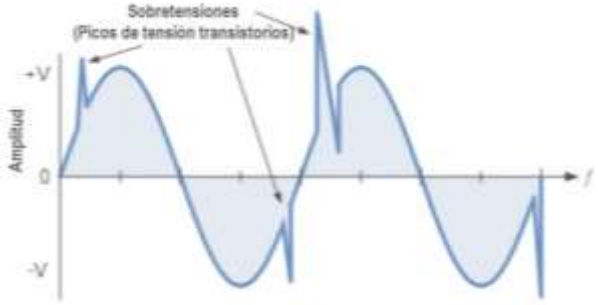


FIGURA 2.10 Picos de voltaje en la entrada [17] [18].

Como se observa en la figura 2.11 las señales con ruido o señales con estos picos también llamados transitorios pueden ser muy leves y no afectar al resto de quipos conectados, sin embargo, en instalaciones con muchos aparatos conectados estos picos se multiplican, las fuentes conmutadas producen bastante ruido eléctrico debido a los picos de voltaje que genera la propia conmutación de los transistores de la fuente, estas señales se denominan ruido eléctrico y pueden provocar problemas en los aparatos más sensibles.

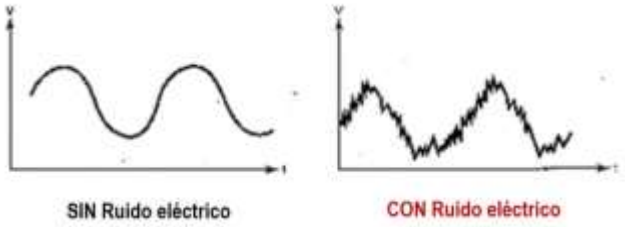


FIGURA 2.11 Señales de ruido eléctrico [17] [18].

El filtro EMI que está en la figura 2.12 está compuesto por un filtro en modo común formado por dos bobinas iguales y acopladas en oposición de fase denominadas L1 y los condensadores C1 Y C2, los cuales son de poliéster tipo X junto a los condensadores C3, C4 Y C43 que son cerámicos tipo Y.

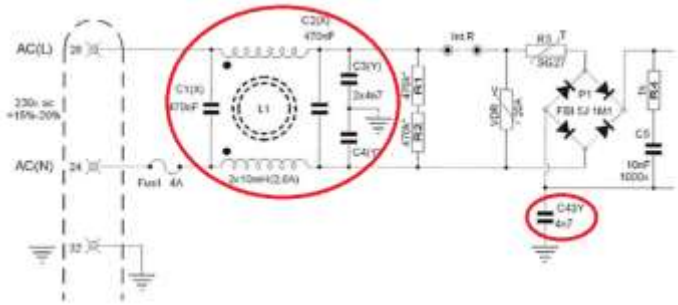


FIGURA 2.12 Componentes del filtro EMI [17]. [18]

Los condensadores de tipo X y Y son condensadores de seguridad; los fabricantes diseñan condensadores especiales que pueden soportar tensiones altas y no se cortocircuitan, ya que son auto regeneradores, es decir, que si con una sobre voltaje salta un arco entre las placas del condensador se destruye una pequeña zona, perdiendo un poco de capacidad, pero evitando el cortocircuito, a los componentes de este tipo se les conoce como condensadores de seguridad.

Existen dos formas de clasificar los condensadores de seguridad según la forma de conectarlos en el circuito, la primera es entre dos líneas y la segunda entre líneas y tierras.

Cuando están diseñados para conectarse entre las dos líneas se marcan con una X mientras que cuando están diseñados para conectarse entre una línea y tierra se marcan con una Y, es habitual encontrar condensadores que tenga las dos formas X y Y, lo que indica que se puede conectar de las dos formas, respecto al voltaje al que hayan sido calculados, como se observa en la figura 2.13.

FIGURA 2.13 Capacitores de seguridad [17] [18].

Una bobina choque está compuesta por un filtro en modo común formado por dos bobinas iguales acopladas en oposición de fase, se usa en circuitos eléctricos para permitir que la corriente que pasa a través cambie, como lo hacen las corrientes de CA, generalmente crea un campo magnético en la bobina que trabaja en contra de esa corriente, la idea es dejar pasar la señal deseada mientras se filtran otras señales no deseadas.

Por lo que respecta a las bobinas acopladas L1, se utilizan para el acoplamiento de un núcleo de ferrita sin entre hierros, denominadas bobinas choque, con lo que se considera un alto valor de inductancia, no admite que el flujo magnético en la ferrita sea producido por una corriente continua ya que saturaría la ferrita y perdería todas sus propiedades magnéticas, por lo tanto, para evitar saturar al núcleo se deben enrollar los dos devanados como se indica en la figura 2.14, uno en un sentido y otro en el contrario.

FIGURA 2.14 Inductor Choke [17]. [18]

En la Figura 2.15 el filtro de modo común está enrollado en un solo núcleo y el filtro de modo diferencial consta de dos núcleos de derivación individual. El ruido de modo común es en

relación con tierra y es común a las dos líneas. El ruido de modo diferencial es el ruido entre las dos líneas. Ambos tipos de ruido por lo general están presentes en diversos grados.

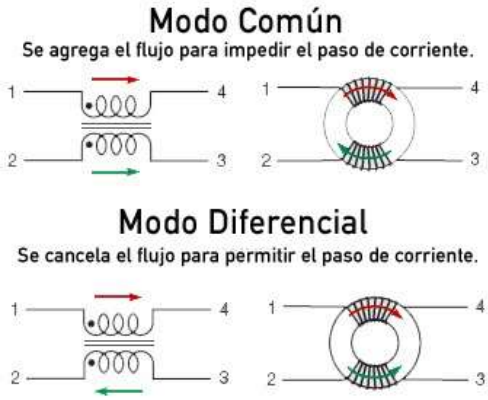


FIGURA 2.15 Modos de Operación de un Choque [17] [18].

Las bobinas de choque de modo común se utilizan en una amplia gama de prevención de la interferencia de radiofrecuencia (RFI) y la interferencia electromagnética (EMI) de las líneas de suministro de energía y para la prevención de la multifunción de productos tales como equipos de medición y controladores.

2.6 Puente rectificador de diodos

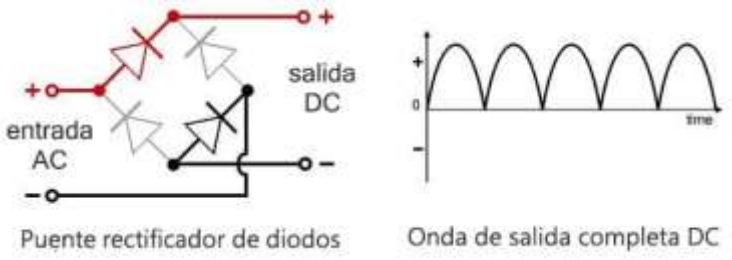


FIGURA 2.16 Puente de diodos y su gráfica [18]

El puente de diodos, también llamado puente rectificador o puente de Graetz, se utiliza cuando se desea transformar una señal de fase alterna en una continua, como en la figura 2.16. El puente rectificador está formado por cuatro diodos que permiten el paso de las medias ondas positivas y negativas; esto sucede porque los diodos se invierten entre ellos y, por lo tanto, la onda se invierte. Este proceso duplica la frecuencia [18].

El puente de diodos realiza dos pasos importantes:

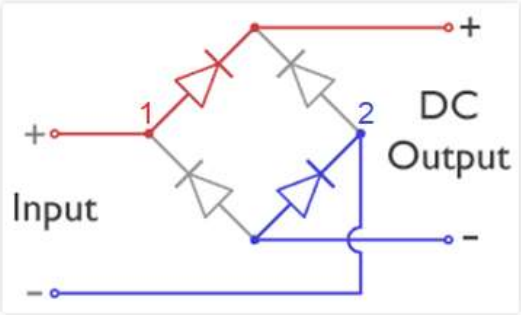


FIGURA 2.17 Funcionamiento de un Puente Rectificador de Diodos [18].

Como se observa en la figura 2.17, cuando la media onda positiva está presente en el punto 1 y la media onda negativa en el punto 2, el voltaje se rectifica por los diodos indicados en color.

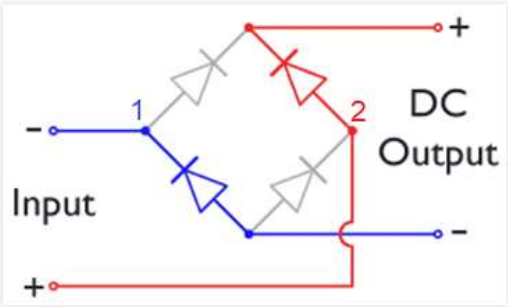


FIGURA 2.18 Funcionamiento de un Puente Rectificador de Diodos [18].

Como se observa en la Figura 2.18, cuando la media onda negativa está presente en el punto 1 y la media onda positiva en el punto 2, el voltaje será rectificado por los diodos rojo y azul.

La fuente adquiere energía de la red eléctrica, que es suministrada por los distintos distribuidores dependiendo del país; asumiendo que se energizará con 100 – 305 V alternos RMS, este voltaje pasa por una etapa de rectificación, donde se transforma el voltaje de alterno a continuo con 141 – 431V directos, gracias a la disposición de los diodos de rectificación, que comúnmente suelen ser diodos S1JL de propósito general [18].

2.7 Filtro PI

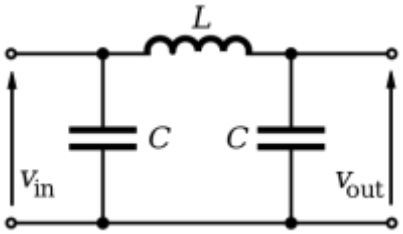


FIGURA 2.19 Esquemático del Filtro Pi

La etapa de rectificación por puente de diodos produce un rectificado de onda completa, que posteriormente carga uno o dos condensadores electrolíticos conectados en paralelo con respecto a la polaridad entregada por la corriente continua, como se puede ver en la figura 2.19. La capacitancia de estos va desde los 30nF – $1\mu F$ y más, dependiendo de la potencia de entrada, con soporte de hasta 450V en DC, con ese elevado valor, al pasar el voltaje rectificado en onda completa, la descarga del condensador es más lenta, entregando un voltaje de rizado mucho más semejante a una onda continua.

2.7.1 Filtro capacitivo

Como se observa en la Figura 2.20, con los semiciclos positivos del voltaje de entrada hay un tramo en que el D1 Y D2 conducen (D3 y D4 en corte) y el condensador se carga aproximadamente al valor máximo del generador menos las dos caídas de Voltaje Forward (VF) de los diodos.

En dicho instante, el valor de la senoide de voltaje del generador decrece más rápido de lo que lo hace la descarga de voltaje del condensador. Por lo que los cuatro diodos pasan a corte y el voltaje de salida depende de la descarga del condensador.

En el semiciclo negativo de la señal de entrada, el valor absoluto de la salida es el voltaje acumulado en el condensador. Como se observa en la Figura 2.21, los diodos D3 y D4 entran en conducción (D1 y D2 continúan en corte) y se repite el mismo proceso, pero intercambiando los diodos D1 Y D2 por D3 y D4 y así sucesivamente.

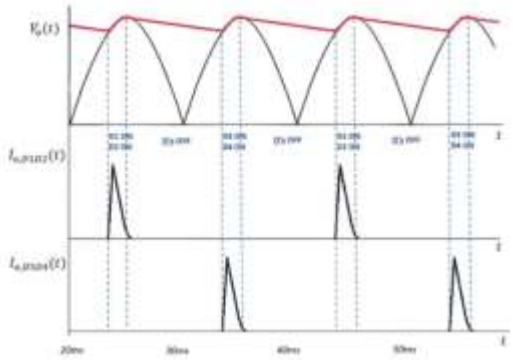


FIGURA 2.20 Representación del voltaje de la voltaje y salida de corriente en los diodos

2.7.2 Rectificador con puente de diodos con filtro L-C y carga resistiva (R)

El circuito de la figura 2.21 es un filtro pasa bajas, funciona en frecuencias bajas, el condensador mantiene el voltaje de salida en un nivel constante y la bobina suaviza la corriente del rectificador y reduce la corriente de pico en los diodos con respecto al del filtro con condensador. Puede presentar dos modos de conducción, continua o discontinua.

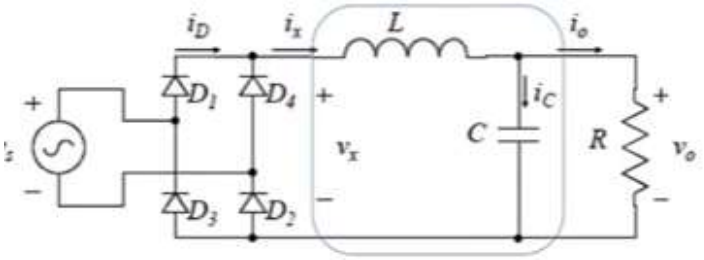


FIGURA 2.21 Esquemático Filtro Inductivo y Capacitivo

Modo de conducción continua – MMC: siempre hay un par de diodos que conduce y, por lo tanto, siempre hay corriente.

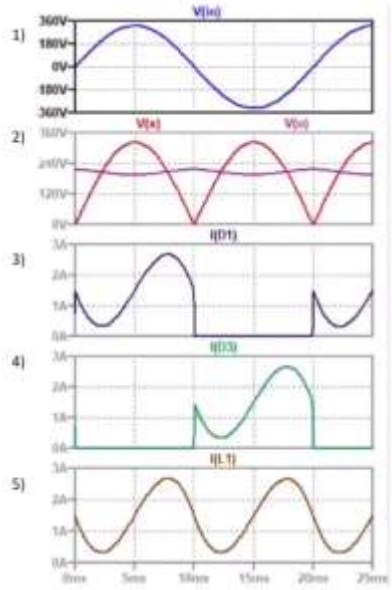


FIGURA 2.22 Interpretar las Señales de las Gráficas en Modo Continuo

En la Figura 2.22, la gráfica 1 muestra la señal de entrada, la gráfica 2 es la señal rectificada, en la gráfica 3, haciendo referencia a la Figura 2.19, se observa que D1 y D2 conducen. En la gráfica 4, D3 y D4 están conduciendo, siempre que terminan de conducir D1 Y D2 empiezan a conducir D3 y D4, cuando terminan, empiezan a conducir D1 y D2, entonces se suman las corrientes que pasan por los nodos Id e Ix y se hace la superposición de las gráficas 3 y 4, obteniendo la corriente que pasa en la bobina como se observa en la gráfica 2.22.

2.8 Circuitos integrados controladores de voltaje y de corriente

Un circuito integrado es un circuito electrónico constituido por un conjunto de transistores, diodos y resistencias, fabricados en un mismo proceso, sobre un sustrato común llamado chip y encapsulado. En este caso se hace uso de los circuitos integrados de *Dialog* Semiconductor iW3689 y iW3627. [11]

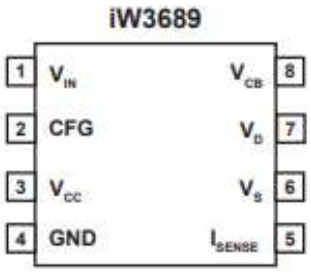


FIGURA 2.23 Paquete SOIC-8

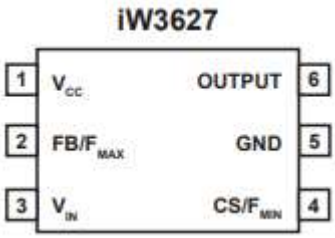


FIGURA2.24 Paquete SOT23

Los integrados de *Dialog* para conversión AC / CC son los de las figuras 2.23 y 2.24, y sus diagramas a bloques respectivos se muestran en las figuras 2.26 y 2.25. Estos integrados permiten un control preciso del voltaje del lado secundario, sus convertidores CA/CC ofrecen controladores digitales independientes y controladores digitales con dispositivos de alimentación integrados para proporcionar una fuente de alimentación CA/CC para una amplia variedad de aplicaciones, incluidos adaptadores de alimentación y aplicaciones de conducción led fuera de línea para iluminación de estado sólido.

"Los productos de CA / CC de *Dialog* incorporan la tecnología *PrimAccurate ™* que permite un control preciso de un voltaje del lado secundario desde el lado primario de una fuente de alimentación aislada sin la necesidad de un optoaislador, lo que mejora la confiabilidad, reduce el tamaño y reduce el costo total de la lista de materiales" [11].

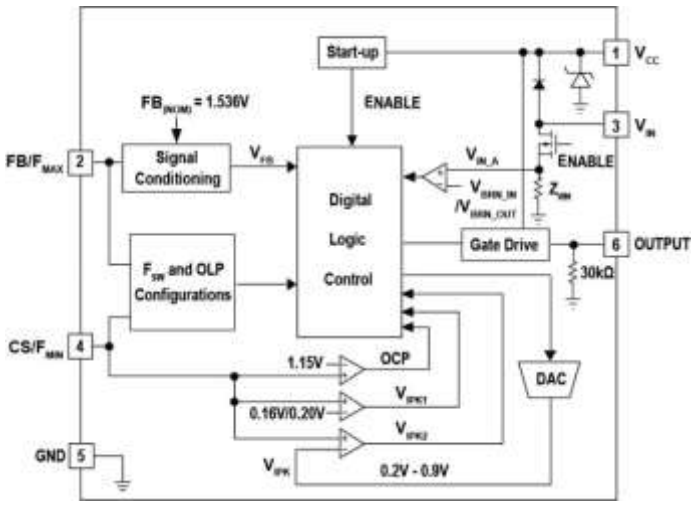


FIGURA 2.25 Diagrama a bloques IW3627

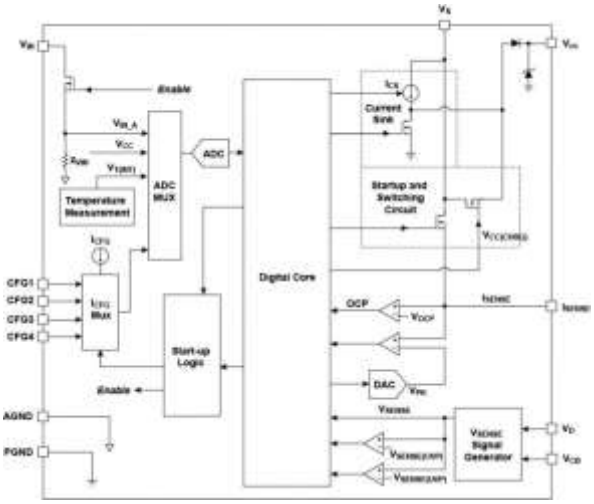


FIGURA 2.26 Diagrama a bloques IW3689

Las ventajas de utilizar circuitos integrados son:

- Reducción de costos en material, pues, aunque un circuito integrado es más complicado de fabricar que los elementos tradicionales, la elevada producción en serie de éstos los abarata considerablemente.
- El hecho de producirse la fabricación sobre una misma muestra de materia prima hace que las características técnicas de los componentes obtenidos sean similares, posibilitando la intercambiabilidad en averías.
- Al estar miles de componentes agrupados, éstos se hacen más inmunes a las radiaciones electromagnéticas parásitas y disminuyen los tiempos de respuesta.

2.9 *MOSFET*

Un *MOSFET*, es un elemento semiconductor de potencia con gran capacidad de conducir corrientes altas en estado activo, y de bloquear su paso en estado inactivo. Actualmente el *MOSFET* es utilizado en la mayoría de las aplicaciones en las que se requieren grandes velocidades de conmutación [19].

Los Transistores de Efecto de Campo (FET) basan su funcionamiento en proporcionar un campo eléctrico entre los terminales de entrada del elemento, con lo cual se puede controlar la cantidad de corriente que circulará por el *MOSFET*. El Metal-Óxido Semiconductor son tres componentes que conforman la estructura básica de la tecnología MOS. El comportamiento de un *MOSFET* se relaciona directamente con el funcionamiento de un capacitor tipo MOS, para este caso un capacitor cuya placa superior la conforma un metal conductor, como dieléctrico o material aislante lo conforma el óxido de silicio (SiO_2) y como placa inferior un material semiconductor denominado sustrato, el cual puede ser dopado por exceso de electrones (tipo n) o pares electrón hueco (tipo p) [20] tal como se visualiza en la Figura 2.27 [20].

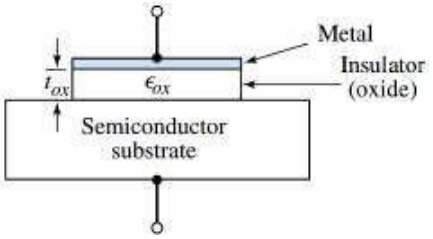


FIGURA 2.27 Estructura básica de un capacitor tipo MOS [20]

2.9.1 Curvas Características I-V del *MOSFET*

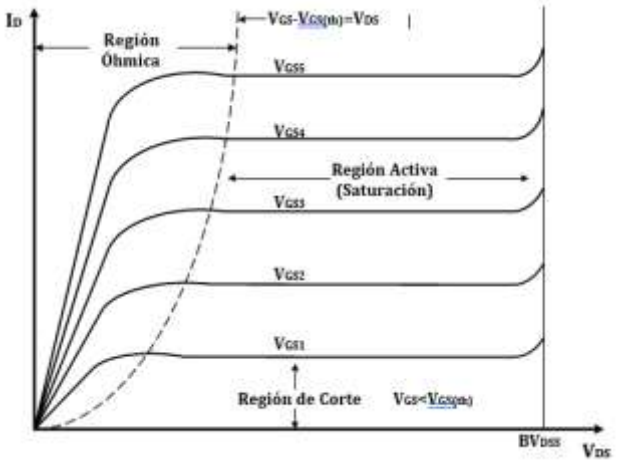


FIGURA 2.28 Curva característica I – V de MOSFET [19]

El *MOSFET* es un dispositivo semiconductor de potencia que consta de tres terminales, la terminal de entrada llamada *Gate (compuerta)* que se encarga de controlar el encendido y apagado del MOSFET mediante una diferencia de potencial en los pines *Gate* y *Source (fuente)*, mandando un pulso en el pin de la compuerta [19]. El comportamiento de estas tres terminales es ilustrado en la figura 2.28, en la cual indica que la corriente que pasa por el MOSFET I_D en función del voltaje entre los pines *Drain (drenaje)* y *Source* V_{DS}. El voltaje de activación de compuerta entre las terminales *Gate* y *Source* V_{GS} representa el parámetro de variación de las curvas características, representado para un MOSFET canal N [19].

El *MOSFET* trabaja en tres regiones importantes: región óhmica, región de corte y región activa. En electrónica de potencia, el uso principal del *MOSFET* es el de conmutar a grandes velocidades.
La región de corte se produce cuando el voltaje de compuerta V_{GS} es menor al voltaje de activación $V_{GS}(th)$. En esta región el dispositivo se encuentra en circuito abierto por lo que no existe circulación de corriente [19].

Cuando el dispositivo semiconductor es manejado con un alto voltaje *Gate-Source* VGS, el *MOSFET* se encuentra en la región óhmica o denominada región lineal, la cual se caracteriza por presentar un comportamiento resistivo por parte del *MOSFET*. La disipación de potencia en esta región puede ser controlada al minimizar el V_{DS} incluso ante valores de I_D elevados [19]. El dispositivo se encuentra en esta región si cumple con la siguiente ecuación [19]:

$$V_{GS} - V_{GS(th)} > V_{DS} > 0 \qquad \textbf{ECUACIÓN 2.1}$$

En la región activa (saturación) del dispositivo, la corriente de drenaje I_D es independiente del voltaje V_{DS} aplicado a los terminales del *MOSFET* y depende solamente del voltaje de compuerta V_{GS}. En esta región la corriente está saturada, por lo que es denominada como región de saturación [19]. La corriente de drenaje I_D en esta región está dada por la siguiente ecuación [19]:

$$I_D = K\left(V_{GS} - V_{GS(th)}\right)^2 \qquad \textbf{ECUACIÓN 2.2}$$

Donde K es una constante que depende de la geometría del dispositivo.

La figura 2.29, indica la relación cuadrática de la Ecuación 2.2, la cual es denominada curva de transferencia en la región activa del *MOSFET*. Su representación es mediante una función cuadrática, la cual se cumple para valores bajos de corriente de drenaje I_D. Para valores

elevados de I_D la curva de transferencia puede ser aproximada a una función lineal cuyo valor será definido con la transconductancia propia del elemento [19].

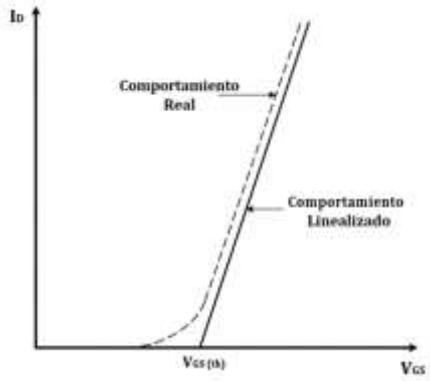


FIGURA 2.29 Curva de transferencia [19]

2.9.2 Principio de operación del *MOSFET*

La operación del *MOSFET* en el encendido y apagado está definida por el comportamiento característico de su compuerta. Cabe mencionar que el análisis que se realizará a continuación considera las gráficas idealizadas que operan con una fuente de corriente continua como carga.

Cuando un voltaje continuo es inyectado a la compuerta del *MOSFET*, la activación no es inmediata, esto se debe a la presencia de las capacitancias parásitas del elemento semiconductor. La figura 2.30 ilustra la manera de cómo se cargan las diferentes capacitancias en los tiempos en los que se produce la conmutación para el encendido del *MOSFET*.

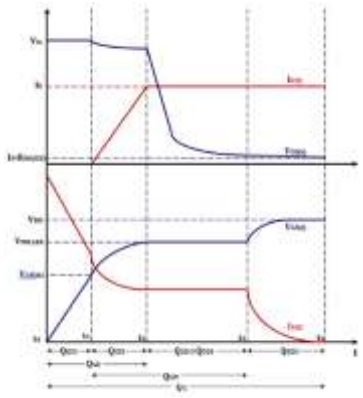


FIGURA 2.30 Carga en el encendido de la compuerta del *MOSFET* [2]

El comportamiento del voltaje, corriente y carga de compuerta en el *MOSFET* se divide en periodos de tiempo descritos a continuación [23]:

$t_0 - t_1$: El voltaje de compuerta V_{GS} comienza a incrementarse. El *MOSFET* continúa en estado apagado. En este periodo está presente la carga Q_{GS1} en la compuerta.

$t_1 - t_2$: El voltaje de compuerta V_{GS} ha alcanzado el voltaje de umbral $V_{GS(th)}$ en t_1. En el *MOSFET* empieza la circulación de corriente con una determinada pendiente de encendido. El voltaje en los terminales del *MOSFET* V_{DS} permanece constante y el periodo termina cuando el voltaje V_{GS} alcanza el valor V_{MILLER} conocido como el voltaje de "Miller Plateau". En este periodo está presente la carga Q_{GS2} en la compuerta.

$t_2 - t_3$: El voltaje de compuerta permanece constante con un valor V_{MILLER}, esto se debe a que el *MOSFET* opera en la región activa (saturación), cuya característica principal es la saturación de la corriente en un valor constante I_0, por lo cual el V_{GS} permanece constante.El voltaje entre las terminales V_{DS} inicia su decremento con una determinada pendiente. El consumo de potencia durante este intervalo de tiempo es alto, esto se debe a que se superpone el voltaje y corriente lo que genera pérdidas por conmutación en el *MOSFET*. En este periodo está presente la carga Q_{GD1} o llamada carga de Miller.

$t_3 - t_4$: El voltaje de compuerta V_{GS} se incrementa hasta alcanzar el valor máximo determinado por la fuente de *Gate Driver* V_{DD}, la corriente por el *MOSFET* permanece constante y el voltaje entre los terminales V_{DS} alcanza su valor mínimo. El *MOSFET* opera en la región óhmica con una resistencia de encendido $R_{DS(on)}$ especificada por el fabricante. En este periodo de tiempo está presente la carga Q_{GD2}. Al finalizar el periodo en t_4, el *MOSFET* se encuentra encendido completamente.

El dividir la carga total de la compuerta Q_G en sub-cargas, permite determinar el valor de la carga característica en la conmutación Q_{SW}, que para el cálculo de pérdidas dinámicas del elemento es de suma importancia. Tomando en consideración que $Q_{GS2} = Q_{GS}/2$ y acorde a la figura 2.30 el valor de la carga en la conmutación Q_{SW} está dada por la expresión:

$$Q_{SW} = \frac{Q_{GS}}{2} + Q_{GD} \qquad \textbf{ECUACIÓN 2.3}$$

Para el apagado del semiconductor el comportamiento es similar, se caracteriza por poseer cuatro periodos de tiempo al igual que el periodo de encendido, pero de manera inversa. El comportamiento se ilustra en la figura 2.31

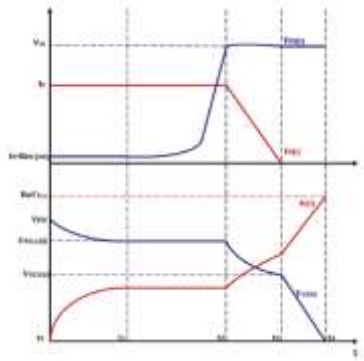


FIGURA 2.31 Descarga en el apagado de la compuerta del *MOSFET* [23]

2.10 *Snubber,* definición y técnicas de diseño

Las redes s*nubber* son circuitos externos que ayudan a la conmutación de los elementos semiconductores de potencia. Son considerados como un conjunto de componentes activos o pasivos que se incorporan al circuito de potencia para reducir el estrés eléctrico durante las conmutaciones y asegurar que el elemento trabaje en la zona de operación segura.

Una red s*nubber* permite colocar componentes de alta confiabilidad y seguridad en su funcionamiento. Los beneficios de este tipo de circuitos incluyen amortiguamiento de oscilaciones no deseadas (*damping*), sobre-picos de voltaje y de corriente y enclavamiento o retención de sobrevoltajes (*clamping*) presentes en los circuitos. Cuando una Red *Snubber* está correctamente diseñada, se optimiza el rendimiento de los componentes, así como también los sobre-picos de voltaje-corriente no deseados [24].

2.10.1 Técnica convencional de diseño para una Red Snubber

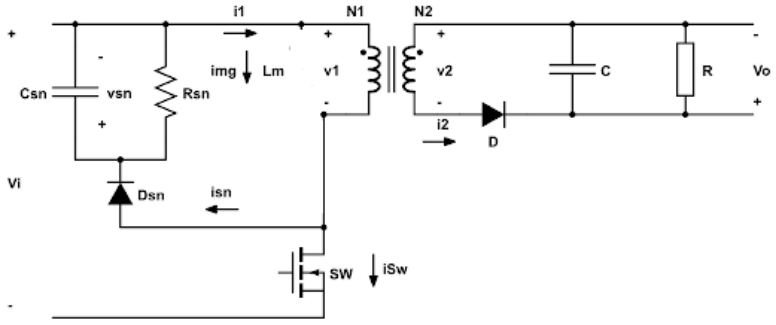


FIGURA 2.32 Modelo real del convertidor Flayback durante la conmutación [25].

En la figura 2.32 se ve el esquemático de una red Snubber, uno de los problemas principales cuando se trabaja con controladores f*lyback,* es la presencia de oscilaciones (*ringing*) y sobre-picos de voltaje *(clamping)* no deseados en los componentes de la red de snubber. La principal causa de estos problemas se debe a la presencia de componentes parásitos ubicados en los propios componentes y en el diseño de la placa electrónica (PCB), así como también por el efecto de recuperación inversa del diodo parásito del *MOSFET* [25].

2.10.2 Red snubber para convertidor *flyback*

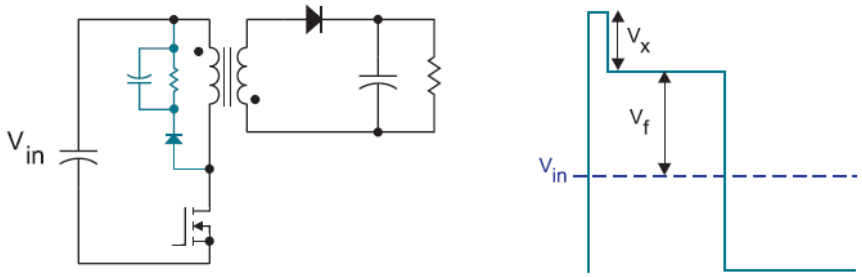


FIGURA 2.33 Convertidor *Flyback* con RCD *Clamp* en el Inductor Primario [25].

La figura 2.33 muestra los componentes que forman el circuito c*lamp* de la red de snubber conformados por una resistencia, un capacitor y un diodo (RCD), utilizados para limitar el voltaje pico en el drenaje del MOSFET cuando la resistencia y el capacitor del snubber son elementos insuficientes, es necesario su valor de capacitancia y disminuir su resistencia para evitar un sobrevoltaje.

El circuito RCD *clamp* funciona absorbiendo la corriente en el inductor de fuga, una vez que el voltaje de drenaje excede el voltaje del condensador, hace que el condensador mantenga el voltaje constante durante un ciclo de conmutación.

La resistencia del circuito c*lamp* RCD siempre disipa energía, incluso cuando no circula energía en el convertidor principal, también cuando hay muy poca carga en el convertidor, el condensador siempre se cargará hasta el voltaje reflejado desde el secundario del convertidor, **Vf**. Cuando la carga aumenta, más energía fluirá hacia el capacitor, y el voltaje aumentará en una adicional cantidad, **Vx**, por encima del voltaje de retorno de onda cuadrada ideal. Los voltajes se definen en la Figura 2.33.

2.10.3 Medición de la inductancia parásita

El primer paso, para el diseño de una red de *snubber clamp* RCD, es medir los elementos parásitos que provocan el sobrecalentamiento en los componentes. Hay dos opciones de componentes, que son, la capacitancia efectiva total y la inductancia parásita. La capacitancia es difícil de definir y medir, así como las capacitancias de unión, la capacitancia del devanado del transformador y cualquier otra capacitancia parásita [26].

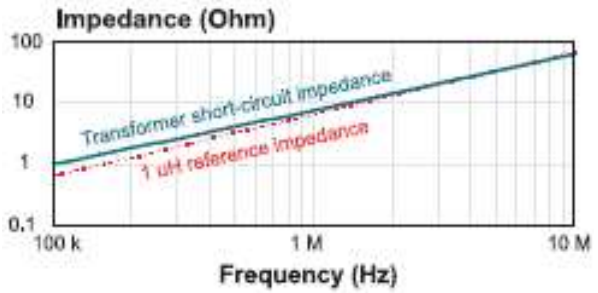


FIGURA 2.34 Transformador *Flyback* medición de la impedancia con corto circuito en la bobina secundaria [26].

En la figura 2.34 se puede observar el flujo de fuga del transformador, que es fácil de medir con un analizador de respuesta de frecuencia de barrido. Para ello, se realiza un cortocircuito a través de la bobina secundaria (o secundarias) del transformador *flyback*, y la impedancia se mide desde el devanado primario [26].

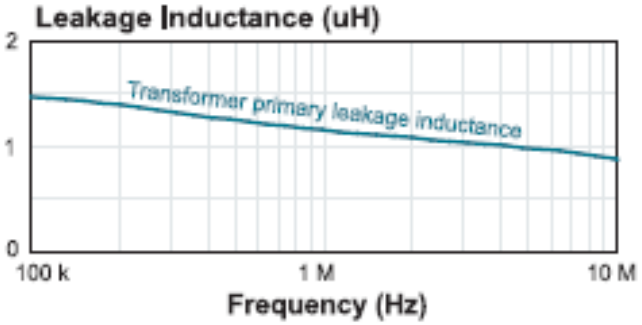


FIGURA 2.35 Transformador *Flyback,* medición de la inductancia parásita en la bobina primaria [26].

Debido a los efectos, la inductancia parásita puede variar significativamente a frecuencias más altas, como se muestra en la figura 2.35, observe que la fuga en realidad cae con la frecuencia. Para el diseño de la primera red de snubber clamp RCD, se utiliza el valor de inductancia obtenido en 12 MHz [26].

2.10.4 Medición de la frecuencia de *oscilación* del amortiguador

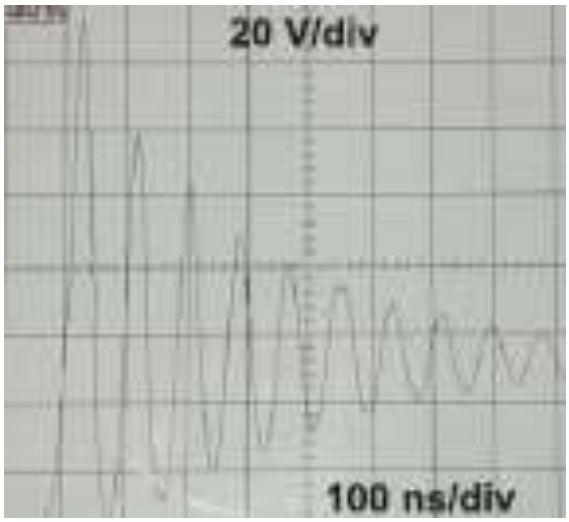


FIGURA 2.36 Convertidor *Flyback* voltaje del *Drain* sin Red Snubber [26].

La figura 2.36 muestra la oscilación o *ringing* no amortiguado en el *drene* del *MOSFET*. Como se mencionó anteriormente, se debe tener en cuenta esta forma de onda en todos los proyectos de luminarias, puede verse en las terminales de drene y fuente (*Drain y Source)* del *MOSFET* con la ayuda del osciloscopio y una punta de alto voltaje, esto ayuda a tener una medición más exacta. Se observa que la oscilación del *MOSFET* es asimétrica, con picos agudos y ondas más anchas en el principio, esto se debe a la naturaleza no lineal de la capacitancia de salida del *MOSFET*. A partir de esta forma de onda, se estima la frecuencia la oscilación, para proceder con un buen diseño de la red de snubber clamp.
Si la oscilación es mayor que la frecuencia de conmutación o la disipación del *MOSFET* es excesiva, es necesario corregir la red de *snubber*; para evitar estos problemas es necesario reducir las inductancias parásitas del transformador o aumentar las capacitancias del circuito [26].

2.10.5 Cálculo del capacitor y resistencias del snubber

Para amortiguar el *ringing* correctamente, es necesario calcular la impedancia característica del circuito resonante, que está dado por:

$$Z = 2\Pi f_r L \qquad \textbf{ECUACIÓN 2.4}$$

Donde Z esta dado por la impedancia del circuito, f_r es la frecuencia de entrada y L la inductancia del transformador.

La oscilación quedará bien amortiguada si se usa un amortiguador de resistencia igual a la impedancia. Por lo tanto, se usa el punto de diseño de R = Z para seleccionar la resistencia.

El condensador amortiguador se utiliza para minimizar la disipación en la frecuencia de conmutación, mientras que permite que la resistencia debe ser eficaz en la frecuencia de *ringing* [26].

$$C = \frac{1}{2\Pi f_r R}$$ **ECUACIÓN 2.5** [3]

2.10.6 Cálculo de disipación del snubber

La disipación está determinada por el tamaño del capacitor y la resistencia del *snubber*. La disipación está dada por la siguiente aproximación:

$$P_{sn} = CV^2F_S$$ **ECUACIÓN 2.6** [3]

donde V es el voltaje del *MOSFET*, dado por la entrada de voltaje más el voltaje de salida. Asegurando que se utilice la frecuencia de conmutación (Fs), en este cálculo, la frecuencia de *ringing* no se utiliza [26].

2.10.7 Verificación del diseño experimental

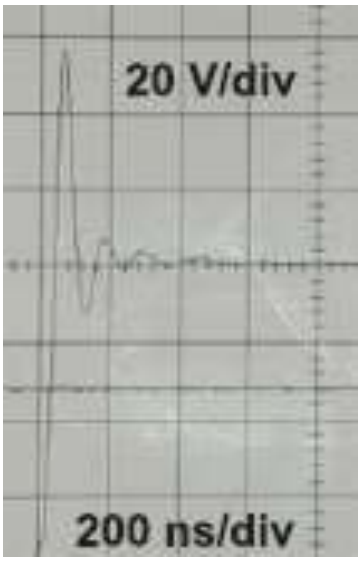


FIGURA 2.37 Convertidor flayback forma de onda del *Drain* en la bobina primaria con red de Snubber RC [26].

El último paso en el diseño es probar la red *snubber*. Los errores en medición, los errores de cálculo, las longitudes de cable excesivas y eventos de circuitos no lineales durante la transición del interruptor, todo esto puede afectar el funcionamiento del s*nubber*.

La figura 2.37 muestra la oscilación en el *Drain* y el *Source* del primario en el *MOSFET* con la Red s*nubber* en su lugar. Se observa que la oscilación se amortigua muy rápidamente, reduciendo en gran medida el pico de voltaje. Es difícil reducir mucho más este pico de voltaje usando solo un clamp RCD. Para muchas aplicaciones, el clamp RCD es la mejor solución, pero para otras que utilizan controladores de potencia integrados, es necesario fijar este voltaje a un valor más bajo para evitar fallas en el *MOSFET*. [26]

2.11 Inductores y f*lyback*

Los transformadores son miembros de los inductores de potencia, todos funcionan tomando energía de los circuitos eléctricos, almacenándola en un campo magnético y posteriormente devolviendo esta energía al circuito. Un transformador *flyback* en realidad son varios inductores colocados en un embobinado.

Las familias de inductores pueden utilizar varias topologías, según el tipo de aplicación del circuito, frecuencia de operación y rizo de corriente.

En la figura 2.38 se pueden observar las familias de los inductores más utilizados:

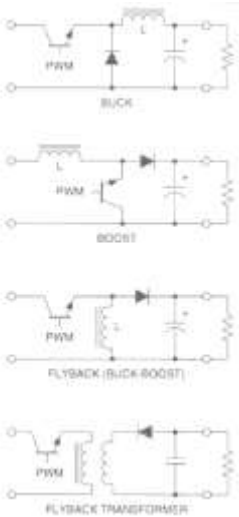


FIGURA 2.38 Aplicaciones de inductores

Inductores de bobina simple:

- Inductor de filtro de salida (*Buck*)
- Inductor *Boost*
- Inductor de filtro de entrada (*Boock Boost*)

Inductores de embobinado múltiple

- Inductor de filtro de salida acoplado Transformador *Flyback*

El diseño del inductor también depende en gran medida de los tipos de modo de operación.

2.11.1 Conversores básicos no aislados.

Los inductores *Buck*, *Boost*, y el *Buck Boost,* son un grupo de inductores no aislados, son una opción cuando la potencia exigida se mantiene por debajo de los 50 W, sin embargo, se pueden encontrar diferentes circuitos conversores no aislados en varios diseños de circuitos integrados de conmutación capaces de tolerar grandes corrientes.

Tomando en cuenta los voltajes máximos y mínimos, se adapta el voltaje de entrada de acuerdo con el rango de voltaje que se desee trabajar.

FIGURA 2.39 Diagrama de bloques conversor no aislado o básico [5]

En la figura 2.39 en el diagrama a bloque se observa un diagrama de bloques sobre inductores no aislados, debido a que el componente que se encarga de la conmutación va junto al embobinado y no se encuentra algún otro componente o alguna separación entre hierros que se encargue de separar el voltaje de la entrada con el voltaje de la salida; son circuitos con pocos componentes pasivos, como inductancias, condensadores y resistencias.

Esta familia de inductores cuenta con una gran variedad y depender de la función que se necesite, como reducir o aumentar el voltaje, se utiliza alguno de los tres inductores más usuales que son el *Buck*, *Boost* y el *Buck Boost*.

Cabe señalar que cada inductor puede trabajar en dos modos, el continuo y discontinuo, ambos hacen referencia al drenaje de energía en la inductancia. En el modo continuo en ningún momento la bobina entregará toda su energía hacia el circuito, el discontinuo entregará toda su energía hacia el circuito [5].

2.11.2 Circuito conversor básico reductor (Buck).

El circuito reductor, también conocido como "*Buck Regulator*" o *"Step down regulato*r" es la primera alternativa de circuito donde se entrega el voltaje regulado y es inferior al valor de la entrada. Este circuito tiene un MOSFET que determina la frecuencia, pasando de corte a saturación, mandando una señal PWM, que es con la que trabaja una red de componentes compuestos por una bobina, un condensador de salida y un diodo [5].

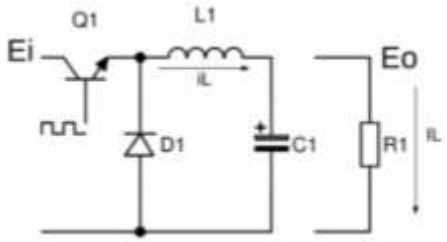


FIGURA 2.40 Diagrama circuito "*Buck*" [5].

En la figura 2.40, se puede observar el diagrama del circuito que se compone de un inductor reductor. El voltaje de entrada pasa por un MOSFET Q1 de conmutación NPN que es polarizado en su base por un tren de pulsos a una elevada frecuencia, debido a esto la señal que entra a la red, será el mismo tren de pulsos (mismo periodo y frecuencia) pero con amplitud máxima E_i.
El diodo D1, es un diodo de conmutación rápida llamado diodo *schottky* o *freewheeling diode*, funciona para el comportamiento inductivo del circuito, dejando fluir la energía almacenada en la bobina en forma de campo magnético al momento de que el transistor Q1 pase de estado encendido a apagado, esto previene que el MOSFET resulte dañado [5].

2.11.3 Circuito conversor básico elevador (*Boost*).

El inductor elevador conocido como *Boost*, puede entregar tensiones mayores a las de la entrada, su funcionamiento es que, mediante el corte y saturación del elemento conmutador, cargará y descargará una inductancia, obligando a entregar una corriente hacia el condensador a través del diodo.

El diodo bloquea el paso de corriente mientras el MOSFET está en saturación, momento que se denominará t1, a su vez, la corriente por la inductancia crecerá hasta una corriente máxima denominada Imax, que posteriormente recorrerá el circuito cuando el MOSFET pase

de saturación a corte, impulsando una carga eléctrica hasta el condensador llevando el diodo a su conducción [5].

Su diagrama eléctrico se puede ver en la figura 2.41.

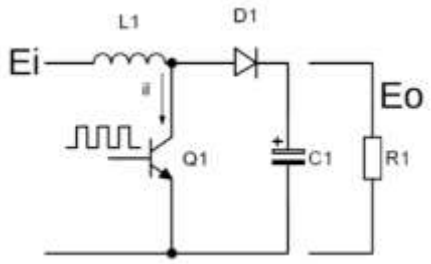


FIGURA 2.41 Diagrama del Circuito Elevado [5].

Cuando se polariza la base del transistor y Q1 se cierra, la corriente es la misma que la que fluye por el inductor, sin embargo, esta corriente irá variando pasado el t1 (Ton), ya que el circuito, en condiciones normales, irá aumentando la corriente, este aumento llegará a un tope, que es cuando empieza t2 (Toff), momento en el que C1 deja de alimentar la carga con voltaje y es cargado nuevamente por la energía de la bobina, durante este proceso de carga del condensador, la voltaje de entrada Ei aparece con una polaridad que se suma con la descarga de la inductancia, de ese modo, la inductancia se comportará como generador entregando energía en la misma polaridad que la fuente de alimentación, dejando a la salida un voltaje elevado con respecto a la entrada [5].
La tipología del conversor *boost* puede simplificarse obteniendo un voltaje de salida siempre superior al voltaje de entrada mientras el ciclo de trabajo oscile entre 1 y 0.

2.11.4 Conversor reductor elevador (*Buck Boost*).

Al combinar los conceptos de elevador y reductor en un solo circuito, surge el circuito *Buck Boost* denominado también f*lyback* no aislado, que es capaz de aumentar o disminuir la alimentación de salida según convenga, manteniendo una alimentación de entrada fija [5].

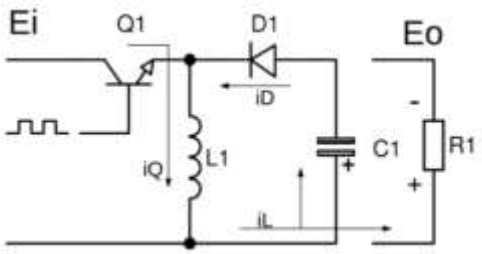


FIGURA 2.42 Diagrama del Circuito *Buck/Boost* [5].

El circuito *Buck Boost* que se presenta en la figura 2.42, se diferencia de otros convertidores, en que el voltaje de salida se encuentra en la polaridad contraria a la de la entrada. Esto se debe a que, cuando el elemento conmutador se encuentra en saturación, la corriente que pasa por la inductancia será la misma que pasa por el elemento conmutador, hasta que pase el tiempo de saturación y la bobina se descargue en serie con el condensador, así, el condensador electrolítico se polarizado en el mismo sentido de la corriente entregando un voltaje de salida invertida a la de la entrada, de ahí el nombre de inversor.

Al igual que la configuración *Boost* la energía suministrada al condensador es pulsante, esto ocurre cuando la inductancia se carga en el tiempo t1, donde el diodo quedará bloqueando el ingreso de la corriente dejando a la bobina como único elemento pasivo desde el punto de la alimentación de entrada [5].

Si el ciclo de trabajo fuera 0.5, el voltaje de salida sería equivalente al de entrada, no obstante, al subir o bajar de ese valor, aumentará o disminuirá la salida en comparación al voltaje de entrada, obteniendo así su nombre *Buck Boost* [5].

2.12 Convertidores aislados *flyback y* modos de operación

El *flyback* es sin duda la topología de convertidor más simple como se ve en la figura 2.43, pero probablemente la más difícil de entender, particularmente el diseño del transformador. Cada uno debe diseñarse específicamente para los requisitos de entrada y salida del caso en particular. El transformador está diseñado precisamente para los parámetros de entrada Vac, Iin, Vout e Iout.

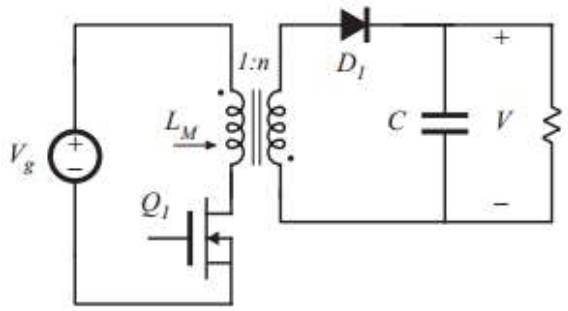


FIGURA 2.43 Diagrama del circuito aislado *Flyback*

El objetivo esencial del convertidor *flyback* que se representa en la figura 2.44, es almacenar energía en el campo magnético del transformador cuando el *MOSFET* del lado primario está encendido, y entregar la energía a la salida a través de un secundario cuando el *MOSFET* está

apagado. Como resultado, la corriente máxima en el primario determina únicamente la cantidad de energía almacenada.

A diferencia de un transformador convencional, la relación de vueltas primario con el secundario del transformador *flyback* esencialmente tiene poco que ver con el ajuste del voltaje de salida, pero es fundamental para establecer los niveles de voltaje, habiendo una transformación de impedancia de un devanado al otro.

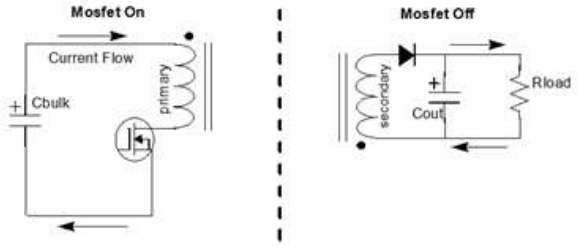


FIGURA 2.44 Diagrama del Circuito MOSFET ON y OFF [27].

El diseño *flyback* es una fuente de alimentación de modo conmutado que se ha utilizado durante más de 70 años y sigue funcionando, denominado convertidor de potencia tiene dos fases de funcionamiento distintas, cuando conmuta el MOSFET del lado primario enciende el inductor primario, cuando apaga el MOSFET, transfiere la energía del lado primario al secundario del inductor flyback. El diseño *flyback* tiene una lista de materiales bastante corta y de bajo costo que consta de capacitor de entrada, interruptor *MOSFET* del lado primario, diodo rectificador del lado de salida (secundario) y un capacitor de salida [27].

2.12.1 Modo de operación discontinuo

La corriente del inductor en DCM (*Discontinuos Conduction Mode*) siempre cae a cero antes de que el *MOSFET* vuelva a encenderse como se ve en la figura 2.45. También hay un tiempo muerto en el cual no fluye corriente en el *MOSFET* ni en el diodo de salida. Como consecuencia, las corrientes pico del diodo y del *MOSFET* son altas, pero no hay pérdida de recuperación de encendido en el diodo de salida. Requiere un transformador de baja inductancia (más pequeño), se estabiliza fácilmente con suficiente ancho de banda para una buena respuesta transitoria [27].

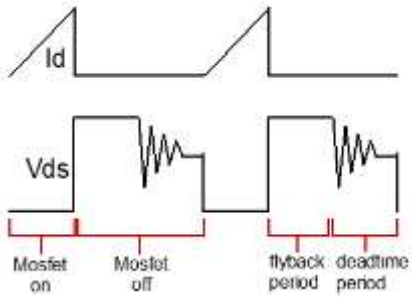


FIGURA 2.45 Corriente y Voltaje Ideal en Modo de Conducción Discontinuo [27].

2.12.2 Modo de operación continua

En CCM (*Continuos Conduction Mode*) figura 2.46, el *MOSFET* vuelve a encenderse antes de que toda la energía almacenada en el núcleo del transformador pase al secundario. Las corrientes máximas en el *MOSFET* y el rectificador de salida son más bajas en este modo, sin embargo, las pérdidas de conmutación suelen ser más altas que en los otros dos modos. El ruido de conmutación debido a la recuperación forzada del diodo de salida puede ser un problema y el lazo de control es más difícil de estabilizar y puede requerir un ancho de banda reducido con una respuesta transitoria deficiente, por lo que requiere un transformador con el primario con mayor inductancia (más vueltas) [27].

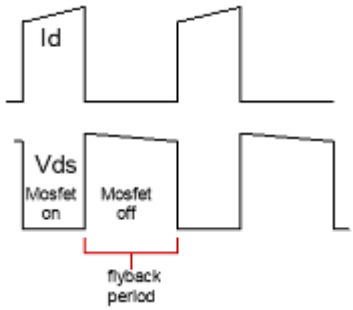


FIGURA 2.46 Corriente y Voltaje Ideal en Modo de Conducción Continuo [27].

2.12.3 Modo de operación crítica

El modo de conducción crítica DCM (*Discontinuos conduction mode*), como en la figura 2.47, se da con un tiempo muerto mínimo en el que el *MOSFET* se vuelve a encender tan pronto como se agota la energía almacenada del transformador, es decir que desaparece el tiempo entre que la corriente de secundario disminuye hasta cero y se vuelve a encender el MOSFET. El funcionamiento en este modo excluye el funcionamiento de frecuencia fija como en los modos anteriores, y la frecuencia de conmutación puede variar en una relación de 4 a 1 (normalmente). Este modo permite reducir los valores picos y RMS, la carga de *Drain* a *Source*

del *MOSFET* se minimiza, además de que la recuperación inversa del diodo de salida es mínima con relación al modo discontinuo y mantiene un control relativamente más sencillo que en el modo continuo como se observa en la figura 2.48 [27].

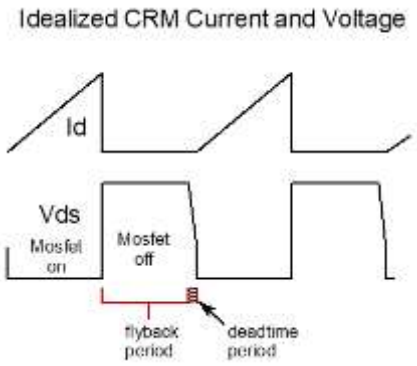


FIGURA 2.47 Corriente y Voltaje Ideal en Modo de Conducción Critico [27].

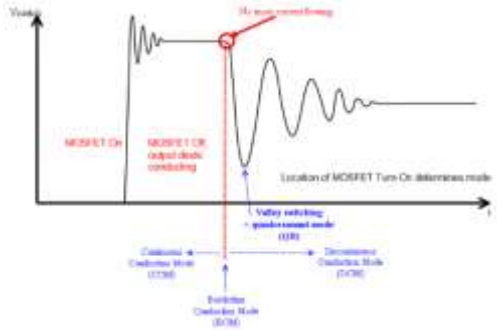


FIGURA 2.48 Modos de Operación Forma de Onda del *Drain to Source* [27].

2.13 Ciclo de trabajo del convertidor

Es una la relación de tiempo en el que una carga o circuito está encendido en comparación con el tiempo en que la carga o el circuito está apagado, como se ve en la figura 2.49.

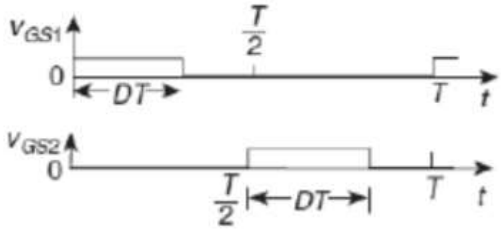


FIGURA 2.49 Ciclo de trabajo (Duty) *Flyback* [28].

El ciclo de trabajo, a veces denominado factor de trabajo se expresa como un porcentaje del tiempo de activación. Un ciclo de trabajo del 60 % es una señal, que se podría definir que está activada en un 60 % del tiempo y desactivada el otro 40 %, que ticamente es un valor que se encuentra en el área mostrada de la figura 2.50.

Antes de comenzar a diseñar, se debe de recordar la limitación de ciclo de trabajo en un controlador.

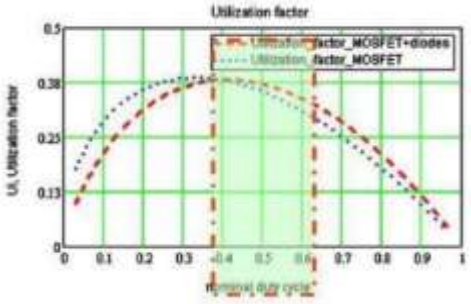


FIGURA 2.50 Zona óptima del ciclo de trabajo [28]

Para ello se procede a asignar en primer lugar los valores del ciclo de trabajo[28].

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} * \frac{D}{1-D} * V_i \qquad \textbf{ECUACIÓN 2.7}$$

Donde V_i es el voltaje de entrada máximo, N_1 es el numero de vueltas del primario, N_2 es el número de vueltas del secundario, D es el ciclo de trabajo y V_o es el voltaje de salida.

Despejando en función de la relación de vueltas en las Ecuación 2.7, teniendo en cuenta un ciclo de trabajo mínimo y por lo tanto el voltaje de entrada con el valor máximo:

$$\frac{N_2}{N_1} \leq V_o * \frac{1-D}{V_{i,max} * D} \qquad \textbf{ECUACIÓN 2.8}$$

Se despeja en función de la relación de vueltas en la Ecuación 3.2, esta vez con un ciclo de trabajo máximo y por tanto un voltaje de entrada de valor mínimo:

$$\frac{N_2}{N_1} \geq V_o * \frac{1-D_{max}}{V_{i,min} * D_{max}} \qquad \textbf{ECUACIÓN 2.9}$$

En caso contrario, suponiendo que se conozca la relación de vueltas, es posible recalcular el ciclo de trabajo mediante las ecuaciones 2.10 y 2.11 [28].

Para D_{min}:

$$D_{min} = \frac{V_o}{V_o + \frac{N_2}{N_1} * V_{i\,max}}$$ **ECUACIÓN 2.10**

Para:

$$D_{max} = \frac{V_o}{V_o + \frac{N_2}{N_1} * V_{i\,min}}$$ **ECUACIÓN 2.11**

2.14 Diseño y dimensionamiento de un transformador flayback

Los transformadores son un elemento clave en el desarrollo de la industria eléctrica. Gracias a ellos se pudo realizar, de una manera más práctica y económica el transporte de energía eléctrica a grandes distancias. Un transformador eléctrico es una máquina estática de corriente alterna o continua que permite variar alguna función de la corriente como el voltaje o la intensidad, manteniendo la frecuencia y la potencia, en el caso de un transformador ideal.

Para lograrlo, transforma la electricidad que llega al devanado primario a la entrada en forma de magnetismo y para volver a transformarla en electricidad, en las condiciones deseadas, es necesario el devanado secundario.

2.14.1 Cálculo de la relación de transformación y dimensionamiento

En el diseño propuesto, el ciclo de trabajo será impuesto y permanecerá fijo, por lo que se calcula la relación de transformación, para el posterior dimensionamiento del transformador. Para tener una mejor aproximación, se añade el ciclo de trabajo que es de .4, el voltaje de salida máxima, también el voltaje del forward de .7V.

$$N_{sp1} \coloneqq \frac{(1 - D_{LL})(V_{out}MAX + V_f)}{D_{LL} * \sqrt{2} * V_{in}MIN}$$ **ECUACIÓN 2.12**

Donde D_{LL} es el ciclo de trabajo, $V_{out}MAX$ es el voltaje de salida máximo, V_f es el voltaje del diodo de silicio, $V_{in}MIN$ es el voltaje de mínimo de la entrada y N_{sp1} es la relación de vuelta primario contra secundario.

Para dimensionar el inductor se debe presuponer una frecuencia de trabajo (F_{sw}), un posible valor es de 72,000 Hz; ya que el integrado puede trabajar a esa frecuencia típica

$$\boldsymbol{F_{SW} = 72000}$$

Una vez que se estableció este valor tomaremos los siguientes valores como Voltaje de salida Máximo, Voltaje del diodo

$$L_p := \frac{1}{2*F_{SW}*P_{out}MAX} * \left[\frac{(V_{out}MAX + V_f)* \sqrt{2}*\frac{V_{in}LLtyp}{2}}{V_{out}MAX+V_f+N_{sp}*\left(\sqrt{2}*\frac{V_{in}LLtyp}{2}\right)}\right]^2 \quad \textbf{ECUACIÓN 2.13}$$

Donde L_p es inductancia, $P_{out}MAX$ es la potencia máxima y $V_{in}LLtyp$ es el voltaje nominal de rango de línea bajo, el valor típico es de 115V RMS

Las corrientes primarias RMS y secundarias RMS por el transformador *flyback*, que marcan la forma en la que trabaja el convertidor, son:

$$I_{pri}RMS := \frac{2}{\sqrt{3}} * \frac{I_{out}*(V_{out}MAX + V_f)}{V_{in}MIN} * \sqrt{1 + \frac{8*N_{sp}*\sqrt{2}*V_{in}MIN}{3*\pi\,(V_{out\,MAX} + V_f)}} \quad \textbf{ECUACIÓN 2.14}$$

Donde $I_{pri}RMS$ es la corriente primaria del inductor y I_{out} es la corriente de salida del led

$$I_{sec}RMS := \frac{8}{3*\sqrt{\pi}} * I_{out} * \sqrt{1 + \frac{3*\pi\,(V_{out}Max+V_f)}{8*N_{sp}*(\sqrt{2}*V_{in}MIN)}} \quad \textbf{ECUACIÓN 2.15}$$

Donde $I_{sec}RMS$ es la corriente secundaria del inductor

2.14.2 Núcleo de ferrita

El cálculo de un transformador de ferrita es un proceso en el que los ingenieros evalúan las diversas especificaciones del devanado y la dimensión del núcleo del transformador, utilizando ferrita como material del núcleo. Esto ayuda a crear un transformador perfectamente optimizado para una aplicación determinada.

En transformadores de núcleo de hierro, el material tiene una permeabilidad magnética mucho menor que el material de ferrita. Por el contrario, los núcleos de ferrita poseen una permeabilidad magnética muy alta, es decir, cuando se somete a un campo magnético, el material de ferrita es capaz de lograr un grado muy alto de magnetización y una mayor permeabilidad magnética, lo cual significa una menor cantidad de corrientes parásitas y menores pérdidas de conmutación.

Área Efectiva (Ae) es el tamaño del núcleo de la ferrita en mm^2, es el espacio en el cual va el embobinado. Para potencias 10 a 25 W debería ser apropiado un área efectiva de 0,4 a 0,6 en mm^2. Para potencias mayores a 25 W, el área efectiva aumentará, el volumen del embobinado generalmente aumentará más rápido para núcleos de tipo E / E para un área efectiva esta dado que el volumen óptimo necesario para el numero de vueltas y el tamaño del cable requerido. Los núcleos PQ, RM y POT generalmente se encuentran áreas efectivas más grandes para el espacio de embobinados más grandes.

Densidad de Flujo Magnético (β) La densidad del flujo magnético en una región del campo magnético equivale al número de líneas de fuerza que atraviesan perpendicularmente a la unidad de área [28]. para el controlador se expresa como:

$$\beta = \frac{I_P * L_p}{(N_P * A_e)} \qquad \textbf{ECUACIÓN 2.16}$$

Donde I_P es la corriente primaria del transformador *flyback,* L_p es la inductancia del transformador *flyback,* N_P es el número de vueltas del lado primario y A_e es el área efectiva de la ferrita.

2.14.3 Selección de calibre del cable

La función básica de un cable consiste en transportar energía eléctrica en forma segura y confiable desde la fuente de potencia a las diferentes cargas.

Se calcula el calibre del cable mediante la corriente RMS del lado primario.

$$I_{pri}RMS := \frac{2}{\sqrt{3}} * \frac{I_{out} * (V_{out}MAX + V_f)}{V_{in}MIN} * \sqrt{1 + \frac{8 * N_{sp} * \sqrt{2} * V_{in}MIN}{3 * \pi\,(V_{out\,MAX} + V_f)}} \qquad \textbf{ECUACIÓN 2.17}$$

Y se calcula el calibre del cable para el lado secundario a partir de la corriente RMS del lado secundario:

$$I_{sec}RMS := \frac{8}{3 * \sqrt{\pi}} * I_{out} * \sqrt{1 + \frac{3 * \pi\,(V_{out}Max + V_f)}{8 * N_{sp} * (\sqrt{2} * V_{in}MIN)}} \qquad \textbf{ECUACIÓN 2.18}$$

La selección de un diámetro de cable que se adapte 300 a 400 milésimas de pulgada circulares por amperio debería ser suficiente para la mayoría de los diseños, como se observa en la tabla 2.1, sin embargo, el efecto de piel se define como la distribución desigual dentro

de un conductor. Su densidad es mayor en la superficie y menor en el interior. Esto provoca un aumento de la resistencia eléctrica del conductor, sobre todo a altas frecuencias.

Se puede limitar el tamaño máximo del cable y es posible que se necesiten varios hilos de cable, porque disipa mejor el calor. El tamaño máximo del cable dependerá de la corriente que se necesite trabajar [27]; por ejemplo, para una frecuencia de 100 Khz es recomendable usar un cable #26 AWG.

Wire Size	Diameter	Max F	I max (amps rms)
#20	.035" (0.9mm)	25 kHz	3 A
#22	.028" (0.7mm)	43 kHz	2A
#24	.022" (0.56mm)	67 kHz	1.5A
#26	.018" (0.46mm)	100 kHz	1.0A
#28	.014" (0.35mm)	200 kHz	0.6A
#30	.012" (0.3mm)	270 kHz	0.35A

TABLA 2.1 Calibres y diámetros de cable de cobre [27].

2.14.4 Selección de las ferritas (Núcleo)

Las ferritas son estructuras cristalinas de hierro, óxidos que tienen metales de transición y propiedades magnéticas, son las más utilizada para aplicaciones comerciales SMPS (fuente de alimentación de modo conmutado). En la Figura 2.51 se muestran varios núcleos de ferrita y bobinas. El tipo del núcleo debe elegirse con respecto a los requisitos del sistema incluido el número de salidas, la altura física, el costo, etc.

FIGURA 2.51 Núcleo de ferritas [29].

Una tarea complicada y que lleva mucho tiempo es elegir un núcleo con las dimensiones adecuadas de área efectiva (Ae) y de la bobina para obtener cómodamente las vueltas requeridas, el tamaño, los hilos adecuados del cable y el número de capas del embobinado y aún tener un transformador razonablemente pequeño [29]. En la Tabla 2.2 se observa tipos de núcleos de ferritas y sus aplicaciones típicas.

Core	Features	Typical Applications
EE EI	-Low cost	Aux. power Battery charger
EFD EPC	-Low profile	LCD Monitor
EER	-Large winding window area -Various bobbins for multiple output	CRT monitor, C-TV DVDP, STB
PQ	-Large cross sectional area -Relatively expensive	

TABLA 2.2 Aplicaciones típicas de núcleos de ferrita [27].

Una forma de seleccionar el núcleo adecuado es consultar la guía de selección de núcleos del fabricante, cuando no existe una referencia adecuada, se utiliza la tabla 2 como punto de partida. El núcleo recomendado en la figura 2.51 es típico para el rango de entrada universal, frecuencia de conmutación de 67 kHz y salidas de 12- 90 VDC. Cuando el rango de voltaje de entrada es 195-265 Vac (rango de entrada europeo) o la frecuencia de conmutación es superior a 67 kHz, se puede utilizar un núcleo más pequeño. Para una aplicación con bajo voltaje y / o salidas múltiples, generalmente se utiliza un núcleo más grande de lo recomendado en la tabla 2.3. [29]

Output Power	EI core	EE core	EPC core	EER core
0-10W	EI12.5 EI16 EI19	EE8 EE10 EE13 EE16	EPC10 EPC13 EPC17	
10-20W	EI22	EE19	EPC19	
20-30W	EI25	EE22	EPC25	EER25.5
30-50W	EI28 EI30	EE25	EPC30	EER28
50-70W	EI35	EE30		EER28L
70-100W	EI40	EE35		EER35
100-150W	EI50	EE40		EER40 EER42
150-200W	EI60	EE50 EE60		EER49

TABLA 2.3 Selección rápida básica (para un rango de entrada universal, Fs=67KHz y 12 volts de salida) [27]

Una vez que se elige un núcleo con el Área Efectiva (Ae) apropiada, las vueltas calculadas se enrollan en el núcleo, el núcleo debe separarse para obtener la inductancia calculada en el primario. El espacio real en cm será (aproximadamente):

$$Lgap(in\ cm) = \frac{1.25 \cdot Np \cdot IPK}{Bmax}$$ **ECUACIÓN 2.19**

Para un nivel de potencia dado, la inductancia primaria calculada es crítica para un rendimiento óptimo (Ipk y beta más bajos). Si el espacio es tal que la inductancia es mayor, puede producirse una saturación del núcleo. Si la inductancia es menor, Ipk será mayor y podría ocurrir un límite de corriente prematuro para la resistencia de detección de corriente pico seleccionada [27].

2.14.5 Inductancia parásita

El mayor problema en los circuitos de conmutación son las inductancias parásitas en los transformadores de retorno, que son las inductancias de fuga producidas por la densidad de flujo magnético (B) generada por el devanado primario que nunca se acopla al devanado secundario principal. La energía almacenada en la inductancia de fuga no tiene adónde ir y reacciona con capacitancias de circuito parásito (Cp, Cds), puede causar picos de voltaje y efectos de oscilaciones superpuestas a las formas de onda de conmutación normales. Como se puede observar en la figura 2.52, esto puede resultar en un aumento del voltaje nominal del MOSFET y los diodos. El *ringing* excesivo puede ser una fuente de calentamiento de CA y de una menor eficiencia general. La inductancia de fuga se puede controlar mediante técnicas de embobinado y amortiguadores adecuados (red de *snubber*). [27]

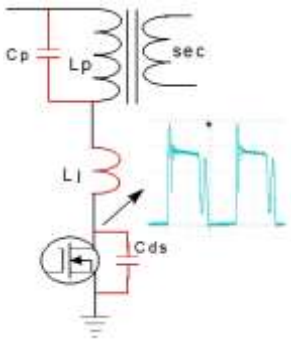


FIGURA 2.52 Circuito Equivalente [27].

2.15 Parpadeo de luz en aplicaciones de iluminación led

La aplicación de los LED en lámparas de modernización fuera de línea parece sencilla, pero debe hacerse con cuidado para lograr una calidad de luz similar a la de la lámpara convencional que el usuario está tratando de reemplazar. El parpadeo de la luz es uno de los aspectos que deben considerarse cuidadosamente durante el diseño de la lámpara led para evitar quejas de los clientes en el campo.

A continuación, se explica el fenómeno de parpadeo (*flickeo*) de la lámpara led en relación con la topología del controlador y las características del led, también se explica un método práctico de medición del parpadeo [30] .

2.15.1 Caracterización del parpadeo de luz

La iluminación interior de calidad requiere una luz distribuida uniformemente con una salida de luz constante y una temperatura de color adecuada. El ojo humano es sensible a los cambios en la intensidad de la luz a frecuencias más bajas y la intensidad de la luz fluctuante puede provocar irritación, fatiga ocular o dolores de cabeza.

Básicamente, existen dos tipos de parpadeos de luz que pueden ocurrir en las lámparas led:

- Fluctuación de la luz relacionada con la frecuencia de la línea de CA (generalmente al doble de la frecuencia de la línea (100 Hz para una frecuencia de línea de 50 Hz y 120 Hz para una frecuencia de línea de 60 Hz)
- Fluctuación aleatoria de la intensidad de la luz (a menudo causada por incompatibilidad entre la lámpara y los componentes de iluminación periféricos)

Si bien la mayoría de las personas no percibe el parpadeo por encima de 75Hz, la perceptibilidad del parpadeo no solo está relacionada con la frecuencia: también está relacionada con la intensidad de los picos y valles de la salida de luz (modulación de intensidad) y la duración de estas variaciones. En la figura 2.53 se muestran dos métodos de cuantificación de este efecto:

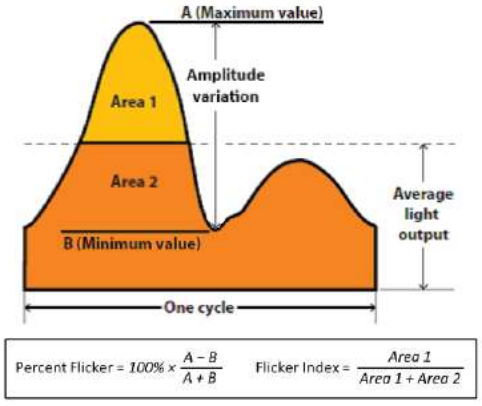


FIGURA 2.53 Métodos de cuantificación de parpadeo. [30]

La medición del porcentaje de parpadeo es relativamente simple y se puede utilizar para fuentes de luz que varían periódicamente, con formas de onda relativamente simétricas.

En fuentes de luz que tienen formas de onda no simétricas o que muestran destellos periódicos, el índice de parpadeo es una mejor manera de cuantificar el parpadeo, ya que puede tener en cuenta las diferencias en la forma de onda, es decir, ciclo de trabajo [30].

Las fuentes de luz convencionales no están exentas de parpadeo: las lámparas incandescentes tienen un parpadeo relativamente bajo, su porcentaje de parpadeo ronda el 10 al 20%, esto se debe a la larga constante térmica del filamento calentado. Las lámparas con balastro magnético pueden tener un parpadeo bastante alto, del 37 al 70%. Las lámparas modernas con controlador electrónico tienen un parpadeo bajo: el porcentaje de parpadeo es de alrededor del 5% [30].

En este momento, no existe un estándar claro con respecto al parpadeo máximo aceptable en las lámparas led, pero muchos fabricantes de iluminación LED especifican que el porcentaje de parpadeo sea inferior al 30% en el rango de frecuencia de 100 Hz a 120 Hz.

La salida de luz LED está directamente relacionada con la corriente a través del LED y, por naturaleza, la salida de luz reacciona instantáneamente al cambiar las condiciones de corriente. La corriente de conducción del LED estable es, por lo tanto, el criterio principal para lograr un funcionamiento sin parpadeo en las lámparas LED. [30]

2.15.2 Determinación del parpadeo

Para determinar la relación entre el parpadeo de la luz, la ondulación de la corriente del LED y la ondulación del voltaje de salida del controlador de LED es necesario examinar las características del led o del arreglo de LED, según se trabaje.

La figura 2.54 muestra la relación entre la corriente del led y el flujo luminoso relativo de un LED Cree XLAMP MX-6, LED de alto brillo.

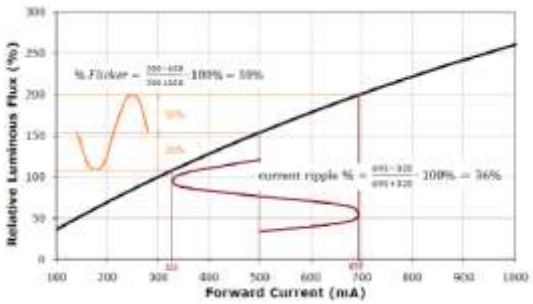


FIGURA 2.54 Relación de la corriente y el flujo luminoso para un led de alto brillo [30].

En la figura 2.54 se observa la corriente en el LED en forma senoidal, y se extrapola la variación de flujo luminoso resultante. Entonces, cambiar la corriente del LED tiene un efecto inmediato en la salida de luz, pero se puede ver que la curva no es exactamente lineal. La relación entre la variación de la corriente del led y el porcentaje de parpadeo resultante tampoco es lineal, y para la mayoría de los leds, el porcentaje de parpadeo de la luz es menor que el porcentaje de variación de la corriente. En la mayoría de los controladores LED fuera de línea, los parámetros del circuito controlan la ondulación del voltaje de salida, y la ondulación de la corriente del LED es el resultado de la ondulación del voltaje de salida. Por lo tanto, es importante conocer la relación entre la ondulación de voltaje y la ondulación de corriente a través del LED. Esta relación se puede encontrar en la curva corriente contra voltaje como se ve en la figura 2.55.

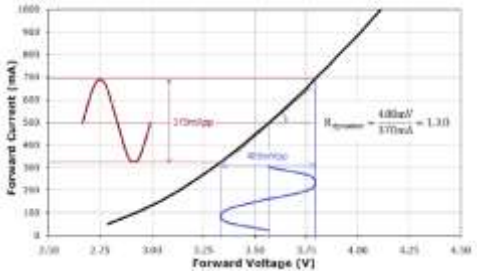


FIGURA 2.55 Curva de led I/V con medición de resistencia dinámica [30].

La resistencia dinámica del LED en un cierto punto de operación determinará la relación entre la forma de onda del voltaje en el led y la forma de onda de corriente resultante en el LED. Esta resistencia dinámica es bastante pequeña, lo que significa que una variación de voltaje muy pequeña puede resultar en una gran variación de corriente. Dado que la pendiente de la curva I/V cambia en diferentes puntos de funcionamiento, la resistencia dinámica debe determinarse alrededor del punto de funcionamiento de la corriente led promedio. La mayoría de las lámparas led utilizan varios LEDs. Al colocar LEDs en serie, la resistencia dinámica debe multiplicarse por el número de LEDs. Al conectar los LEDs en paralelo, la resistencia dinámica debe dividirse por el número de LEDs en paralelo.

2.15.3 Circuito básico del controlador led

Para comprender la razón detrás del parpadeo de 100Hz / 120Hz en las lámparas, es importante comprender el funcionamiento básico del controlador LED alimentado por la red. El circuito básico se muestra en la Figura 2.56.

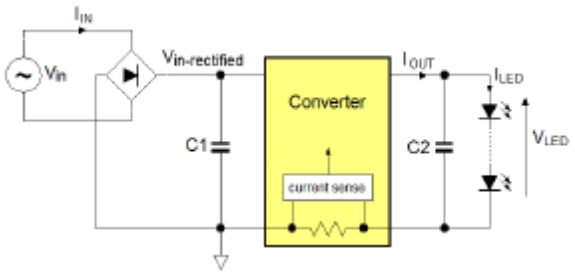


FIGURA 2.56 Controlador led de conmutación fuera de línea básico [30].

En la mayoría de los controladores LED, el convertidor consta de un convertidor *Boost, Buck*, *Buck-Boost* o *flyback* para convertir el voltaje de línea (rectificado) en un voltaje de salida adecuado para alimentar los leds. El circuito de retroalimentación principal es el sensor de corriente LED, llamada resistencia de censado que proporcionar una corriente constante (promedio) al LED.

2.15.4 Aplicaciones de alto factor de potencia

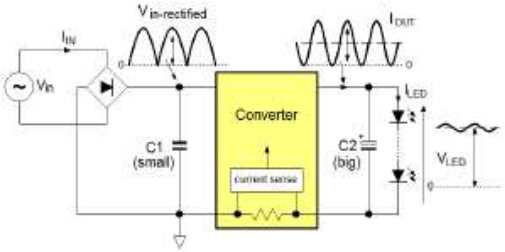


FIGURA 2.57 Convertidor de factor de potencia alto [30].

Las lámparas led de mayor potencia requieren un buen factor de potencia con armónicos de corriente de entrada bajos. Esto significa que el valor C1 debe mantenerse pequeño como se muestra en la Figura 2.57 y el convertidor debe intentar mantener también una corriente de entrada en forma de seno, lo que requiere un circuito de control de ancho de banda bajo.

La corriente de salida del convertidor de FP alto se puede aproximar mediante una función senoidal, que es una forma de onda de coseno con doble frecuencia y la corriente media del led como valor medio.

El elemento de amortiguación de voltaje ahora es C2 y se usa para reducir la variación de voltaje a través del led. Obviamente, para lograr una fluctuación de voltaje de led muy pequeña se requerirán valores muy grandes para C2. La ondulación del voltaje de salida junto con las características del led determinará la ondulación de la corriente del led y el parpadeo subsiguiente de 100Hz / 120Hz de estas lámparas LED [30].

CAPITULO 3

DISEÑO DE LA LUMINARIA POINT DE 4.5W, PRUEBAS Y RESULTADOS

En este capítulo se hablará de los cálculos y se describen los pasos para realizar la luminaria Point de 4.5W, desde el cálculo de los componentes, ensamble, diseño, construcción y verificación de su funcionamiento.

3.1 Especificaciones para la luminaria Point de 4.5W

El convertidor se diseña para operar en modo crítico, como se mencionó en la sección 2.11.3. En la tabla 3.1 se muestran las especificaciones que se escogieron para el diseño del controlador Point de 4.5W, que es un controlador de corriente, a diferencia del controlador de voltaje, en este se regula la corriente, con ayuda de las resistencias de censado, mientras que el voltaje es constante.

Este controlador es el que se utiliza para una lámpara led atenuable por fase; con un rango de voltaje de entrada de 100 VAC – 140 VAC, con una potencia de entrada de 4.5W, un voltaje de salida de 3 VDC, corriente de salida de 1.5 A, debe tener una eficiencia del 90%, un factor de potencia de .9 y un THD menor al 20%.

TABLA 3.1

DESCRIPCIÓN		SÍMBOLO	MIN	TIP	MAX	UNIDAD	COMENTARIO
VOLTAJE DE ENTRADA		Vin	100	120	132	Vac	2cables
FRECUENCIA		Fline	50	60	67	Hz	
CORRIENTE CONSTANTE	Salida Voltaje	Vou_dc		3		V	
	Salida Corriente	Iout_dc		1.5		A	
POTENCIA SALIDA		Pout		4.05		W	
EFICIENCIA				51		%	
FACTOR DE POTENCIA		PF	0.9				IEC61000-3-2
EMI			EN55015B				
HI-POT TEST						KV	
TEMP OPERACIÓN		Topt		80		°C	

Especificación del controlador de corriente

3.2 Diseño del controlador de corriente para una lampara led con una potencia de entrada de 4.5W

En esta sección se realizan los cálculos de los dispositivos a partir de la teoría y las ecuaciones obtenidas

En primer lugar, se determina el máximo valor promedio de la corriente de salida I_{omax} mediante la ecuación 3.1.

$$I_{oi(\max)} = \frac{P_{oi\,(max)} * \eta}{V_{oi}} = \frac{4.5W * .9}{3V} = \frac{4.05W}{3V} = 1.35A \qquad \textbf{ECUACIÓN 3.1}$$

La máxima corriente RMS de entrada $I_{rms(max)}$ se encuentra a partir de la siguiente expresión [7].

$$I_{rms(max)} = \frac{P_{o(max)}}{\eta * V_{in(min)} * PF} = \frac{4.5W}{.9 * 100 * .9} = \frac{4.5W}{81V} = .055A \qquad \textbf{ECUACIÓN 3.2}$$

Ahora, con base en los valores RMS es posible encontrar los valores pico y promedio asumiendo una corriente sinusoidal:

$$I_{p(max)} = \sqrt{2} I_{rms(max)} = \sqrt{2} * .055A = .078A \qquad \textbf{ECUACIÓN 3.3}$$

Mientras que la corriente promedio máxima a la salida del rectificador está dada por:

$$I_{IN_{AVG(max)}} = \frac{2I_{p(max)}}{\pi} = \frac{2 * .078A}{\pi} = \frac{.157\,A}{\pi} = .050A \qquad \textbf{ECUACIÓN 3.4}$$

Las corrientes calculadas en esta sección son indispensables para el dimensionamiento de todos los elementos del convertidor.

3.3 Dimensionamiento del puente rectificador

El puente se eligió para que trabajara con una corriente de salida .050 A máxima y de voltaje de entrada de 140 VAC como máximo y un voltaje de salida del puente de 170 VDC.
Se debe considerar la caída de voltaje típica en el puente. Revisando la hoja de datos del puente adquirido (ver apéndice A), se tiene aproximadamente un valor de 0.95, por lo que las pérdidas en el puente pueden ser calculadas de la siguiente manera [7]:

$$P_{bridge} = 2V_{F_{Puente}} * I_{IN_{AVG(max)}} = 2 * 1 * .050\ A = 0.100\ W \qquad \textbf{ECUACIÓN 3.5}$$

3.4 Cálculo del ciclo de trabajo

Para que el factor de utilización del transistor *MOSFET* sea el máximo posible en todo el campo, la relación de vueltas primario/secundario debe calcularse como un ciclo de trabajo que maximice el factor de utilización, que típicamente es un valor que se encuentra en el área mostrada en la Figura 2.46. Se asigna el valor del ciclo de trabajo óptimo, de acuerdo con la figura 2.46 y con este valor se calcula la relación de vueltas del transformador flyback.

Por lo tanto, se va a trabajar con un $D = .39$, ya que este es el ciclo de trabajo que garantiza el valor de inductancia óptimo.

3.5 Dimensionamiento del transformador *flyback*.

Para el número de vueltas del lado primario se utilizó la ecuación:

$$N_p := \frac{I_{pk} * L_p * 10^8}{A_e * \beta} \qquad \textbf{ECUACIÓN 3.6}$$

Donde I_{pk} es la corriente pico del lado primario del transformador y N_p es el número de vueltas de lado primario.

Para el número de vueltas del lado secundario se utilizó la ecuación:

$$N_S := N_{PS} * N_P \qquad \textbf{ECUACIÓN 3.7}$$

Donde N_S es el número de vueltas del lado secundario, N_{PS} es la relación de vueltas del secundario con el primario.

Para dimensionar el transformador *flyback* se debe tener como dato la corriente pico primaria y la corriente pico del secundario máximas en el transformador, la cual se encuentra de la siguiente manera, de acuerdo con la hoja de especificaciones del circuito integrado:

$$I_{pk} := 4 * I_{out} * \left[\frac{(V_{out}MAX + V_f)}{\sqrt{2} * V_{in}MIN} + N_{sp}\right] = I_{pk} := 0.443\ A \qquad \textbf{ECUACIÓN 3.8}$$

Donde I_{out} es la corriente de salida que va a los leds, V_f voltaje de *forward* en este caso es diodo de silicio, $V_{out}MAX$ voltaje de salida máximo, $V_{in}MIN$ voltaje de entrada mínimo en la línea y N_{sp} relación de vueltas secundario contra el primario.

$$I_{pk}SEC := \frac{I_{pk}}{N_{sp}} = I_{pk}SEC := 9.43\ A$$ **ECUACIÓN 3.9**

Donde $I_{pk}SEC$ es la corriente pico del lado secundario del transformador.

El valor de la inductancia se calcula con el ciclo de trabajo dentro del rango que se en la figura 2.46, se propone $D = .3$

$$L_p := \frac{1}{2 * F_{SW} * P_{out}MAX} * \left[\frac{(V_{out}MAX + V_f) * \sqrt{2} * \frac{V_{in}LLtyp}{2}}{V_{out}MAX + V_f + N_{sp} * \left(\sqrt{2} * \frac{V_{in}LLtyp}{2}\right)}\right]^2 = L_p = 3.09\ x\ 10^{-3} = 3.1\ uH$$

ECUACIÓN 3.10

Donde L_p es inductancia, F_{SW} es la frecuencia de trabajo del controlador, $P_{out}MAX$ es la potencia máxima y $V_{in}LLtyp$ es el voltaje nominal de rango de línea bajo, el valor típico es de 115V RMS

3.6 Dimensionamiento del diodo de salida

Para la realización de estos cálculos se consultó el *datasheet* del diodo MURS360T3G (apéndice A); se sabe que $V_A = .12V$ y que $V_D = 3V$, $V_{D,AK} = 3.12\ V$,donde V_A es el voltaje de entrada del lado secundario que se calculó en la ecuación 3.11, V_D voltaje de alimentación del diodo mínima, $V_{D,AK}$ voltaje de alimentación máxima del diodo, se debe tener un margen de seguridad, además por criterio del diseñador se aumenta un 50 % su valor quedando en $V_{D,AK} = 4.68\ V$

Debido a este voltaje, se elige un diodo *ultrafast* de la página de O*nsemi* con las siguientes características.

1. $T_j = 175°$
2. $R_{BJT} = 11°/W$
3. $T_a = 26°$
4. $V_f = 1.05\ V$
5. $I_{RR} = 250\ \mu A$
6. $T_{rr} = 75\ nS$
7. $I_{D,AVGmax} = 3\ A$

Para el cálculo del diodo se hallan la corriente media y el voltaje máximo que soportan sus terminales; la corriente medida del diodo va a ser igual a la corriente de salida, ya que la corriente media del condensador es 0 en régimen permanente, por lo tanto $I_{D,AVG} = 1.5\ A$

Como ambos devanados tendrán el mismo flujo, se iguala el voltaje del devanado primario que será el voltaje de entrada máximo, con el voltaje del devanado secundario, por lo tanto, en la Ecuación 3.11

$$V_2 = \frac{N_2}{N_1} * V_1 \ = \ .040 * 3V = .12V \qquad \textbf{ECUACIÓN 3.11}$$

A partir de las características del diodo se obtienen las pérdidas totales, que son la suma de las pérdidas en conducción y en conmutación.

Las pérdidas en conducción:

$$P_{cond} = V_f \ * I_{D,AVG} = 1.05 * 1.5\ A = 1.575\ W \qquad \textbf{ECUACIÓN 3.12}$$

Para calcular las pérdidas en conmutación, primero se halla la carga eléctrica desplazada, que es proporcional al tiempo de recuperación en inversa y el pico negativo de la intensidad que ha sido en la situación más adversa para la temperatura de unión.

$$Q_{rr} = \frac{1}{2} * I_{RR} * t_{RR} = \frac{1}{2} * 250000 * 75X10^{-9} = 9.37_p C \qquad \textbf{ECUACIÓN 3.13}$$

Donde Q_{rr} es la carga eléctrica desplazada, t_{RR} es el tiempo máximo de recuperación inversa e I_{RR} corriente inversa instantánea máxima.

Debido a que la carga eléctrica desplazada es prácticamente nula, va a producir que las pérdidas en conmutación sean también casi nulas

$$P_{conmut} = f * V_{D,AK} * Q_{RR} = 72000 * 3.12 * 9{,}37X10^{-12} = 0.0000021\ W \qquad \textbf{ECUACIÓN 3.14}$$

Por lo tanto, las pérdidas en el diodo serán:

$$P_{diodo} = P_{conmut} + \ P_{cond} = 1.575\ W + 0.0000021 = 1.575\ W \qquad \textbf{ECUACIÓN 3.15}$$

3.7 Dimensionamiento del *MOSFET*.

El tipo de *MOSFET* que se ha elegido para el *flyback* es un *MOSFET* de silicio de canal N; cuando un transistor está en modo de conmutación se tienen tres tipos de pérdidas: de conmutación, de conducción y de carga. En esta sección se estiman estas pérdidas para poder hacer una selección apropiada al momento de diseñar [28]

Hay tres tipos de pérdidas en el *MOSFET*, las cuales se explican y calculan a continuación y su suma da las pérdidas totales del *MOSFET*.

Para el cálculo de la corriente eficaz del *MOSFET* se utiliza la Ecuación 3.16 y para el cálculo de las pérdidas en conducción la ecuación 3.19. Antes del cálculo de las pérdidas en conducción se debe saber la corriente eficaz del interruptor:

$$I_{Srms} = \sqrt{D * I_{s\,avg}} \qquad \textbf{ECUACIÓN 3.16}$$

Donde la corriente medida que circula por el *MOSFET*:

$$I_{s\,avg} = \frac{N_2}{N_1} * I_0 * \frac{D}{1-D} = .040 * 1.5 * \frac{0.39}{1-0.39} = .038\ A \qquad \textbf{ECUACIÓN 3.17}$$

Por lo tanto, se obtiene como resultado que la corriente eficaz (RMS) es:

$$I_{Srms} = \sqrt{D} * I_{s\ avg} = \sqrt{.39} * .030 = .023\ A \qquad \textbf{ECUACIÓN 3.18}$$

Para mantener un margen de seguridad se aumenta en un 53% la corriente eficaz del interruptor por lo tanto se tiene que $I_{S,RMS} = 0.035\ A$

A continuación, se calculan las pérdidas por conducción:

$$P_{conduccion} = I_{Srms}^2 * R_{DS(on)} = 0.035^2 * 2 = 0.0024\ W \qquad \textbf{ECUACIÓN 3.19}$$

Las pérdidas en conmutación van a depender en gran medida del voltaje y la corriente durante la transición, y el tiempo de conmutación, se calcula mediante la ecuación 3.20.

$$P_{conmut} = P_{TURN-ON} + P_{TURN-OFF} \qquad \textbf{ECUACIÓN 3.20}$$

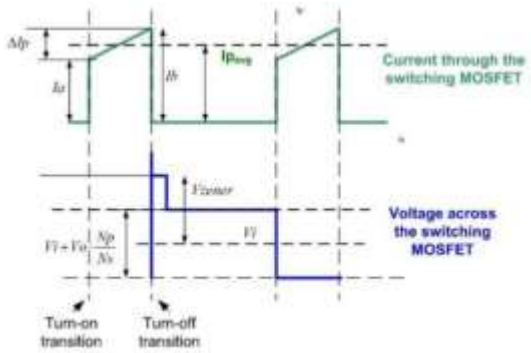


FIGURA 3.0 Corriente del *MOSFET* [28].

A continuación, se muestra el desarrollo para el cálculo de $P_{TURN-ON}$ y $P_{TURN-OFF}$, en la figura 3.0 se observa que, para las pérdidas en conmutación, se tendrá en cuenta el rizado. Para el cálculo de I_a será necesario calcular $I_{p\ avg}$ y ΔI_p para el rizado [27]:

$$I_{p\ avg} = \frac{I_0}{1-D} * \frac{N_2}{N_1} = \frac{1.5}{1-0.39} * .040 = .098\ A \quad \textbf{ECUACIÓN 3.21}$$

$$\Delta I_p = \frac{V_{i,min} * D}{L_p * f} = \frac{141.42 * 0.39}{2.9\ mH * 72000} = .264\ A \quad \textbf{ECUACIÓN 3.22}$$

Por lo tanto:

$$I_a = \frac{\Delta I_p}{2} - I_{p\ avg} = \frac{.264}{2} - .098 = .034\ A \quad \textbf{ECUACIÓN 3.23}$$

Para mantener un pequeño margen de seguridad se considera un 15% más, es decir 0.039

$P_{TURN-ON}$: El voltaje en el *MOSFET*, será la suma del voltaje de entrada más el voltaje de salida reflejado en el primario. Para t_{on} el tiempo de retardo no se tendrá en cuenta porque no se producen pérdidas solo se tendrá en cuenta el tiempo de subida (tr).

$$P_{TURN-ON} = I_a * \left(V_i + V_o * \frac{N_p}{N_s}\right) * \frac{t_r}{3} * f = .034 * (4{,}575) * \frac{11X10^{-9}}{3} * 72000 = 0.041\ W \quad \textbf{ECUACIÓN 3.24}$$

$P_{TURN-OFF}$: Durante el periodo de apagado el voltaje del *MOSFET* será el voltaje de entrada más el voltaje de salida del devanado primario con el voltaje del diodo incluido, teniendo las mismas consideraciones, para el caso anterior no se tiene en cuenta el retardo y si el tiempo de caída para el $t_{off,}$ su expresión es la siguiente:

$$P_{TURN-OFF} = I_a * (V_i + V_{diodo}) * \frac{t_f}{3} * f = .034 * (181) * \frac{16X10^{-9}}{3} * 72000 = .002\ W \quad \textbf{ECUACIÓN 3.25}$$

Por lo tanto, la suma de ambas será:

$$P_{conmut} = P_{TURN-ON} + P_{TURN-OFF} = 0.041 + .002 = .043\ W \quad \textbf{ECUACIÓN 3.26}$$

Las pérdidas en la carga en la compuerta del *MOSFET* se producen al cargar el condensador. Las pérdidas de la carga dependen de la frecuencia, la carga total de la compuerta y del voltaje, su expresión es:

$$P_{carga} = f * Q_{tot} * V_{dr} = 72000 * 14.5X10^{-9} * 15 = 0.0156\ W \quad \textbf{ECUACIÓN 3.27}$$

Una vez calculando todas las pérdidas, se calculan las pérdidas totales que es la suma de todas las anteriores.

$$P_{totales} = P_{conmut} + P_{carga} + P_{conducción} = .043 + 0.0156 + 0.0024W = .061\ W \quad \textbf{ECUACIÓN 3.28}$$

3.8 Dimensionamiento del capacitor de salida

Se proporciona la siguiente ecuación la cual se usa para el dimensionamiento del condensador de la siguiente manera [7].

De la curva I / V que se tomó del *datasheet* que se muestra en el apéndice A. La resistencia dinámica de un LED alrededor del punto de operación de 350 mA es .42Ω [30].

$$R_{dynamic_{total}} = \frac{\Delta V_D}{\Delta I_D} = \frac{2.98 - 2.83}{700_{mA} - 350_{mA}} = \frac{.15}{.35} = .42\Omega \quad \textbf{ECUACIÓN 3.29}$$

Donde ΔV_D es la variación de voltaje del diodo led y ΔI_Des la variación de la corriente del diodo led.
Para un parpadeo de luz del 30%, la corriente del LED puede variar 450 mA o 30%. Para el COB el valor pico a pico de la corriente del LED puede ser de 450 mA [30].

$$V_{OUT_PP} = I_{Led_pp} * R_{dynamic_{total}} = .45 * .42 = .189\ V_{pp} \quad \textbf{ECUACIÓN 3.30}$$

Para un diseño de frecuencia de línea de 60 Hz, el valor del condensador de salida se puede ser [30]:

$$C_{OUT} = \frac{I_{OUT_pp}}{V_{OUT_PP} * 2 * \Pi * f} = \frac{2 * 1.5}{.189 V_{pp} * 2 * \Pi * 120} = \frac{3}{142.50} = 21.052uF \quad \textbf{ECUACIÓN 3.31}$$

Donde C_{OUT} es la capacitancia de la salida, I_{OUT_pp} es el doble de la corriente de LED promedio, V_{OUT_PP} es la ondulación de voltaje de salida de pico a pico permitida a través del arreglo de LED, f es el doble de la frecuencia de línea.

Se calcula el voltaje de rizo que proporciona el capacitor seleccionado [30]

$$V_{out_{RIPPLE(pp)}} = \frac{I_{oi}}{2 * \Pi * F_{LINE(min)} * C_{OUT}} = \frac{1.5A}{2 * \Pi * 60 * 21.052\ \text{uF}} = .189\ mV \quad \textbf{ECUACIÓN 3.32}$$

DondeI_{oi} es la corriente promedio del led y $V_{out_{RIPPLE(pp)}}$ es el voltaje de rizo de la salida

Elemento	Valor
Transformador *Flyback*	3.1 mH
Puente Rectificador	100 mW
Diodo de Salida	1.575W
MOSFET	61 mW
Capacitor de Salida	21.052 uF

Tabla 3.2 Lista de elementos del convertidor

Los elementos secundarios no se han colocado en la tabla 3.2, se muestran las características para poder empezar el diseño del controlador (*Driver*), sin embargo, su dimensionamiento es sencillo y se puede encontrar en la lista de materiales de la tabla 3.3 y en el apéndice A.

3.9 Esquemático del PCB *driver*

A continuación, se muestra el esquemático que se llevó a cabo (figura 3.1), para la elaboración del controlador.

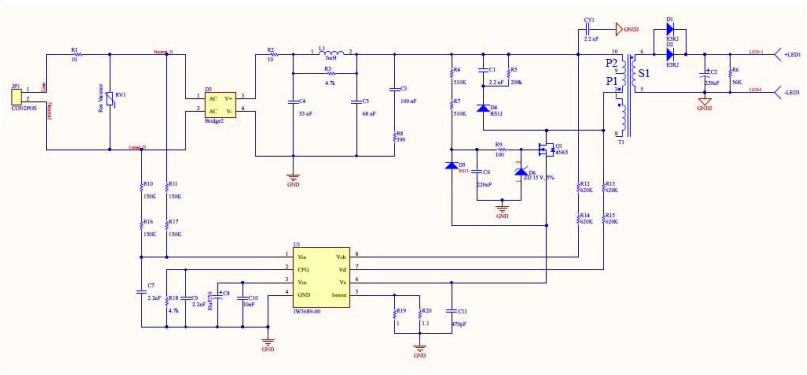


FIGURA 3.1 Esquemático del controlador de corriente y atenuación por fase

Se toma como base este esquemático para el diseño del PCB *driver*; que para mejor ilustración se observa en el apéndice A. El integrado a ocupar es el IW3689-00 es un controlador de corriente con tecnología para atenuación por fase, como se puede observar en la figura 3.2 y 3.3.

3.10 Tarjeta del circuito

FIGURA 3.2 Entradas en AC, salidas en DC y ensamble de la etapa de control y potencia

FIGURA 3.3 Dimensiones PCB y ensamble de la etapa de potencia

En las Figuras 3.2 y 3.3 se puede ver el diseño de todos los componentes, que están en una sola cara ya que es una potencia pequeña (4.5 W), no conviene colocar componentes de ambas caras ya que el costo sería alto por eso se tiene en cuenta que los componentes de control y de potencia están juntos, teniendo en cuenta que se debe separar el *Drain* ya que se tiene un voltaje demasiado alto y puede provocar arcos eléctricos, además de que se tiene que colocar suficiente *Pad* térmico. El *Pad* térmico es un área grande de cobre, la cual ayuda a disipar el calor que genera el componente, siempre va acompañada de vías que son pequeños orificios realizado a través de laminados del PCB que cruzan dos o más capas. Para disipar el calor que provoca al activarse, junto con el jiodo de salida, ambos deben llevar *Pad* térmico; la separación entre componentes de potencia y de componente de control es de 1mm, a diferencia del *MOSFET* que tiene una separación entre componentes de 2.5 mm, las pistas de control pueden ser de .5 mm, las pistas de potencia deben de ser de un grosor de 1mm y las pistas que llevan al diodo de salida deben ser de hasta 2 mm por la corriente que circula, que es de 1.5 A ya que si no se pone este ancho de pista, pueden llegar a quemarse.

En este controlador se usa un solo integrado que es el IW3689, un controlador de corriente de una sola etapa y alto rendimiento para luminarias LED regulables, aplica tecnología de control digital para detectar el tipo de atenuador, lo que permite proporcionar impedancia dinámica a la interfaz con el atenuador y para controlar el brillo del LED, tambien proporciona alta eficiencia energética y baja interferencia electromagnética. Cuando no hay atenuador en la línea, optimiza el factor de potencia y minimiza la distorsión armónica a la CA de la línea, con lo cual puede monitorear la entrada y salida del controlador y evitar cualquier problema de parpadeo.

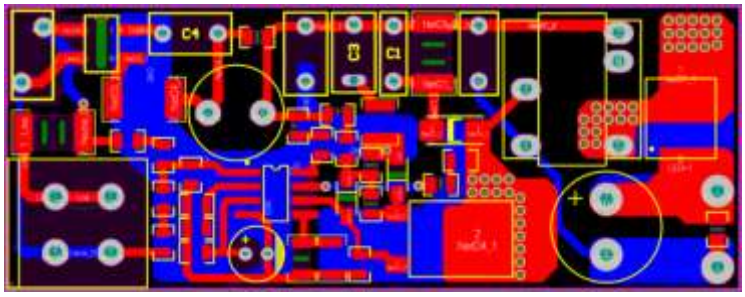


FIGURA 3.4 Caras del PCB

A continuación, se diseña el PCB con el software *Altium Designer,* utilizando la herramienta de ruteo en el *Top Layer*, en la figura 3.4 se puede observar la cara superior (en rojo) donde se han colocado los componentes de control y potencia, con la opción *Botton Layer* se observa la parte inferior (en azul) del PCB donde se han unido las tierras del circuito y están señaladas con el color azul.

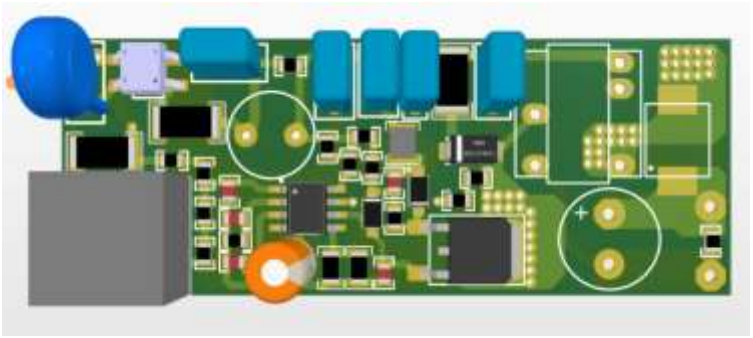


FIGURA 3.5 Top Layer en 3D

Con ayuda del Software de *Altium Designer*, como se ve en la figura 3.5, se logró el diseño del prototipo del PCB para la luminaria diseñada y con las condiciones requeridas como el alto factor de potencia, de bajo costo, bajo THD, con una corriente de salida de 1.5 A y voltaje de salida de 3V DC.

3.11 Listado de componentes

A continuación, se observa la tabla 3.3 con algunos componentes a usar en el diseño del controlador, basándose en el designador de *Altium Designer,* junto con el número de piezas y tipo de huella *Through - Hole* (Orificio pasante) y SMD (tecnología de montaje superficial). La tabla completa se puede observar en el apéndice A.

POINT MICRO 4.5W 100-140V POR FASE C/PROTECCION 1000V					
	LISTA DE PARTES				
ITEM	**DESCRIPCION**	**DISEÑADOR**	**CANTIDAD**	**TIPO**	**UNIDAD**
	COMPONENTES THRUHOLE				
2	INDUCTOR RADIAL 2 MH 9X12 mm	L1	1	T.H.	pza
	COMPONENTES S. M. D				
14	CIRCUITO INTEGRADO CONTROLLER IW3689-00 TSOP 8-PIN	U1	1	SMD	pza

TABLA 3.3 Lista de partes

3.12 Cálculo del transformador *flyback* en modo crítico.

Se realizaron los cálculos de los parámetros de construcción del transformador mediante una hoja de cálculo de *Mathcad* 14. Los cálculos se basan en las ecuaciones y el proceso detallados en la nota de aplicación EBC20024 - iW3689-00 de 90V-132VAC Input 36V y 240mA, atenuable por fase y están destinados a proporcionar un dimensionamiento rápido. Para obtener más información sobre el procedimiento utilizado y las compensaciones, consulte la nota de aplicación EBC20024 en el apéndice A.

Ejemplo del cálculo del transformador.

Mínimo AC voltaje entrada: $V_{in}MIN := 100V$

Máximo AC voltaje entrada: $V_{in}MAX := 305V$

3.13 Plano del Transformador

Para solicitar al proveedor el transformador (*flyback*) diseñado, se debe tener el plano de la tabla 4.4.
En el primer recuadro de la bobina se observa el tamaño del carrete del transformador que es un EE-13 vertical; este tamaño se escogió por ser pequeño y delgado además de que es el indicado para soportar la potencia que se requiere, además del calibre y el número de vueltas de los cables. También se determinan los pines que se van a eliminar.

En la parte del esquemático para el embobinado, el punto azul indica el inicio del embobinado y los pines donde se va a colocar el cable, iniciando con la mitad del primario, siguiendo con el secundario y para finalizar se regresa al embobinado del primario.

En el siguiente recuadro se analiza la información del cable, se escogen los calibres que se van a ocupar, si es multi-hilos o alambre y el número de vueltas de cada embobinado.
El último recuadro de la tabla 3.4 es la construcción del transformador *flyback,* en esta parte se inicia con el carrete, para embobinar el primario que se divide en dos partes, esto se hace para evitar inductancias parásitas y no provoque sobrecalentamiento en el transformador, se toman en cuenta estos puntos para iniciar con el embobinado primario (P2), el siguiente es el embobinado secundario (S1) y por último el embobinado primario (P1), al terminar cada bobina se coloca cinta para separar las capas, evitar que los cables queden sueltos y provoquen algún ruido auditivo y arcos eléctricos en la parte de *Hi-Pot Test.*

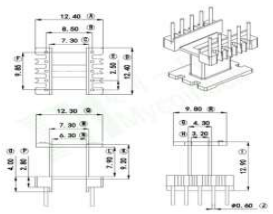
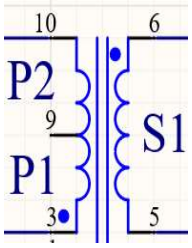
BOBBIN	**SCHEMATIC**
 EE-13(V) DELETE PIN 1,2,4,7,8	

TABLA 3.4 Descripción del transformador y calibres

Se escogió este modelo de transformador EE-13 vertical ya que cuenta con un área efectiva lo suficientemente amplia para la potencia requerida, lo cual ayuda a disipar el calor y que tenga una mejor regulación, además de que se va a ocupar un calibre robusto en el secundario por los picos de corriente que circulan.

Los calibres escogidos son multi-hilos de cobre, ya que ayudan a la disipación, son más estables ante picos de corriente y voltaje y soportan temperaturas altas. Debido a su resistencia a la tracción, el cobre tiene una larga vida útil y necesita poco mantenimiento. Gracias a su alta ductilidad, el cobre se puede formar en alambres finos.

Es muy importante la polaridad al embobinar, ya que podría ser que la intensidad de corriente en la bobina primaria y la de la bobina secundaria circulen en un mismo sentido, o en sentido opuesto, como se puede ver la figura 3.6.

La polaridad positiva se da cuando en un transformador, el embobinado secundario está arrollado en el mismo sentido que el embobinado primario, esto hace que los flujos de los dos embobinados giren en el mismo sentido y se sumen.

La polaridad sustractiva se da cuando en un transformador, el embobinado secundario está arrollado en sentido opuesto al embobinado primario, esto hace que los flujos de los dos embobinados giren en sentidos opuestos y se resten [31], observe las ecuaciones del transformador flyback en el apéndice A.

FIGURA 3.6 Formas de embobinar [31]

3.14 Pruebas térmicas y eléctricas

Las pruebas térmicas que se muestran en la tabla 3.5, son utilizadas en los circuitos impresos y los componentes electrónicos, que cada vez son más pequeños y el calor inherente puede causar daños importantes y reducir el tiempo de vida de los componentes, la termografía de rayos infrarrojos puede identificar puntos calientes, lo que permite una mejor gestión térmica y avanzar más en el diseño de las placas de circuitos.

En todos los sistemas electrónicos se evita el exceso de calor, por eso, se diseñan sistemas electrónicos que buscan maneras de mantener sus componentes fríos mientras, el tamaño de los componentes es cada vez más diminuto. A medida que los chips se hacen más pequeños y crecen sus densidades dentro de los componentes, el calor se convierte en un problema real.

Las pruebas eléctricas se utilizan para garantizar la seguridad de los trabajadores y la protección de los equipos. Se utiliza para comprobar las protecciones de circuito abierto, caídas de potencia, regulación de voltaje y protección de corto circuito, observe la tabla completa de pruebas térmicas y eléctricas en el apéndice A.

Componente	Valor (°C)	Valor (°C)	Valor (°C)	Valor (°C)	Valor (°C)	Valor (°C)	Valor (°C)	Valor (°C)	Valor (°C)
Resistencia Fusible	86.1	87.1	87.0	73.1	73.8	73.4	68.5	68.9	68.5

TABLA 3.5 Muestra las pruebas térmicas de cada componente y pruebas eléctricas del controlador.

3.15 COB elegido para Point micro 4.5W

Los LED se han convertido en la principal fuente de luz en la industria de la iluminación general, en parte debido a su abrumadora eficiencia luminosa y vida útil en comparación con las bombillas y lámparas fluorescentes convencionales.
Los LED de iluminación general de Nichia, que se centran en la calidad de la luz, ofrecen en una amplia gama de productos, desde aplicaciones de iluminación interior hasta aplicaciones de iluminación exterior (por ejemplo, iluminación de calles, áreas y estadios).
Este led se escogió con base a la potencia que se requiere, en este caso es una potencia pequeña de 4.5W.

Este tipo de LED cuenta con certificado RoHS en inglés (*Restriction of Hazardous Substances*), que restringe el uso de seis materiales peligrosos en la fabricación de varios tipos de equipos eléctricos y electrónicos.

Las características del LED NVSL219CT, que es un COB de potencia, con el cual se desarrolló el proyecto, se muestran en el apéndice A.

3.16 Otras pruebas

Además de las pruebas térmicas y eléctricas, hay que hacer otras pruebas necesarias para garantizar el buen funcionamiento de los controladores, las cuales son:

La prueba de circuito abierto se realiza para determinar parámetros del transformador como su eficiencia, regulación de voltaje, constante de circuito. Estas pruebas se realizan sin la carga real (figura 3.7), el resultado de esta prueba fue que el voltaje en circuito abierto no sobrepasó el voltaje de 10V.

FIGURA 3.7 Prueba en circuito abierto

La prueba de corto circuito es cuando se produce un contacto accidental de dos cables, haciendo que la corriente fluya por el circuito. Esto causa daños al aparato y quema los fusibles (figura 3.8), el resultado de la prueba es que los integrados de Dialog Semiconductor están diseñados para tener protección ante cortos circuitos.

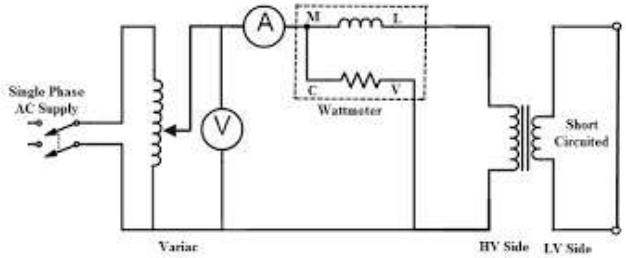


FIGURA 3.8 Prueba corto circuito

La prueba de sobretensión es protección fundamental para el tiempo de vida del controlador, es la evaluación de cualquier componente electrónico como cables o varistores, suele introducirse un pico de voltaje de hasta 3000 VAC en rondas de 5 en tiempo breve (figura 3.9), el resultado de esta prueba se logró, porque soporto 10 pulsos de 1000V en las entradas de línea y neutro.

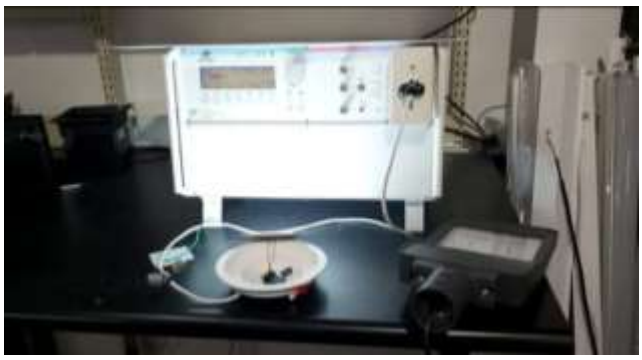


FIGURA 3.9 Prueba sobretensión

La prueba de hi pot se utiliza regularmente para garantizar la fuerza dieléctrica mínima del sistema de aislamiento empleada principalmente en el trasformador *flyback* (figura 3.10),

gracias a la cinta que se coloca al finalizar cada bobina, como resultado se logró el aislamiento los arcos eléctricos que se tenían en la parte primaria con la parte secundaria del transformador, que es la parte más cercana con distintos voltajes.

FIGURA 3.10 Prueba Hi Pot

La prueba de tiempo de vida esta prueba es para garantizar el tiempo de vida útil de la luminaria (figura 3.11), esta prueba aún no se puede determinar ya que la luminaria aún sigue encendida.

FIGURA 3.11 Prueba de vida

A continuación, se mostrarán las gráficas, obtenidas en el osciloscopio, con ayuda de una punta de corriente y una punta de alto voltaje.

3.17 Corriente sin atenuador de fase

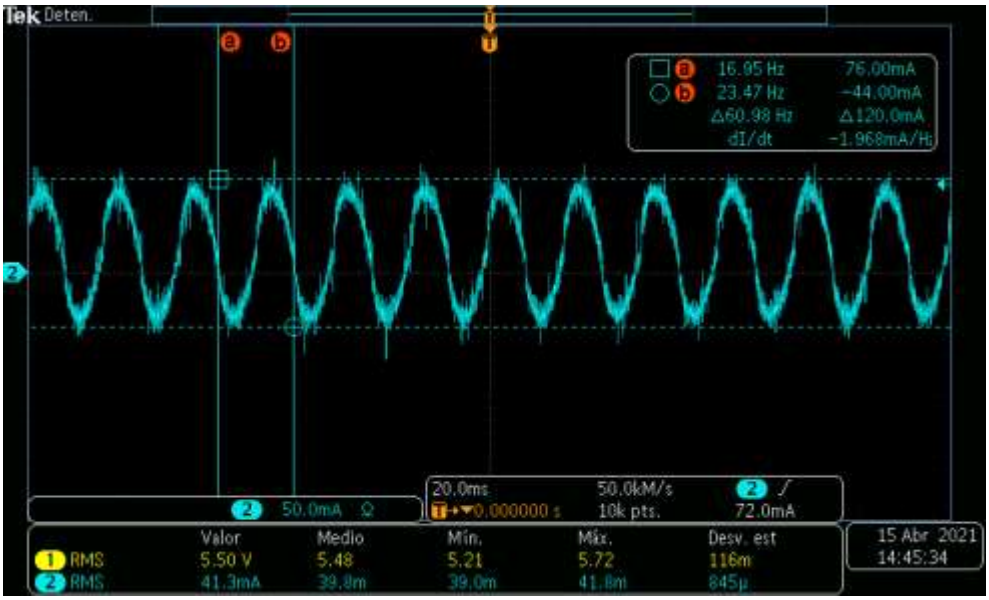


FIGURA 3.12 Gráfica de corriente de entrada sin atenuador de fase

En la figura 3.12 se muestra la gráfica de corriente de entrada en donde se observa el comportamiento de la entrada del circuito, se tiene que observar la corriente RMS de 42.3 mA y una corriente pico de 120 mA con una frecuencia que tiene la línea de 60 Hz.

FIGURA 3.13 Gráfica de corriente del inductor *flyback* a la entrada sin atenuador de fase

En la figura 3.13 se muestra la corriente en un inductor *flyback*, es el transformador que aísla la parte primaria de la secundaria y que conmuta a una frecuencia de trabajo de 198KHz, con una corriente pico de 4.9 A con corriente RMS de 1.9A

FIGURA 3.14 Gráfica del voltaje *Drain* - Source (VDS) sin atenuador de fase

En la gráfica de la figura 3.14 se indica el voltaje *Drain – Source (*drenaje - fuente*)*, se observa la señal que pasa por el transistor *MOSFET,* el cual trabaja con un voltaje de entrada de 127 Vac, se tiene un voltaje RMS de 124 V, un voltaje *Drain* to *Source* de 392V y una frecuencia de trabajo de 203.3 KHz, en la tabla 3.6 se muestran los valores del MOSFET que se utilizó.

ESPECIFICACIONES PARA USO DEL TRANSISTOR CS4N65A4D			
símbolo	parámetros	Rango	Unidad
VDSS @ (TC=25℃)	*Drain-to-Source Voltage*	650	V
RDS(ON)		2	Ω
ID	*Continuos Drain Current*	4	A
	Continuous Drain Current TC = 100 °C	3.2	A
	Pulsed Drain Current	16	A

TABLA 3.6 Especificaciones del *MOSFET*

FIGURA 3.15 Gráfica de corriente del inductor *flyback* a la salida sin atenuador de fase

En la figura 3.15 se observa la corriente de salida del transformador flyback, la cual tiene una corriente RMS de 2.19A con una corriente pico de 8.6 A y una frecuencia de trabajo de 71.9 KHz.

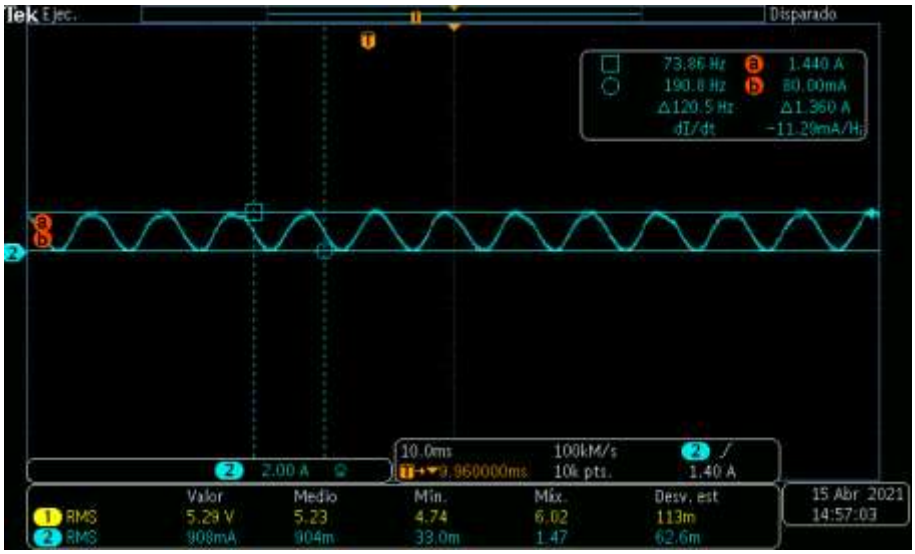


FIGURA 3.16 Gráfica de corriente de salida sin atenuador de fase

En la figura 3.16 se observa la corriente de salida que va hacia los leds y es el doble de frecuencia de la entrada, con una corriente pico de 1.3 A y una corriente RMS de 900 mA.

3.18 Comportamiento del integrado iw3689-00 con atenuador.

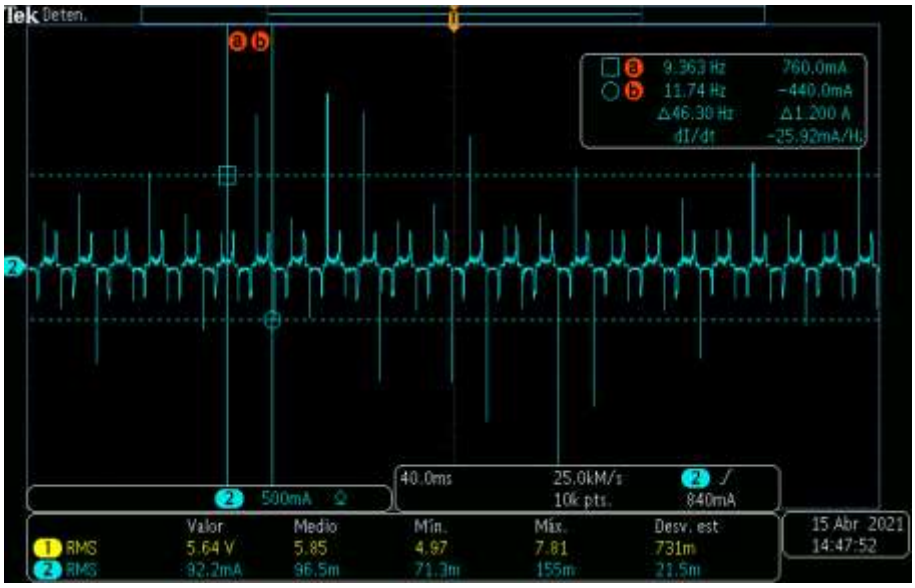


FIGURA 3.17 Gráfica de corriente de entrada con atenuador de fase.

En la figura 3.17 se observa el comportamiento con el atenuador de fase en la entrada del circuito, es importante observar que se generan picos de corriente de hasta 3 A, lo que hace que los componentes a la entrada tengan un sobrecalentamiento más alto que si no tuviera el atenuador, para poder reducir estos picos es necesario aumentar la inductancia del filtro pi, que se explicó en la sección 2.7 y reduciendo los capacitores de entrada hasta 22 nF.

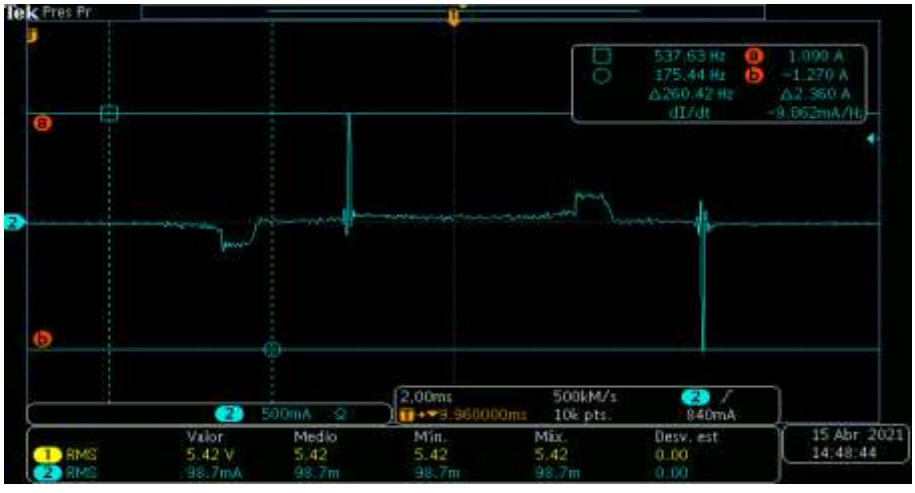


FIGURA 3.18 Gráfica de corriente de entrada con atenuador de fase

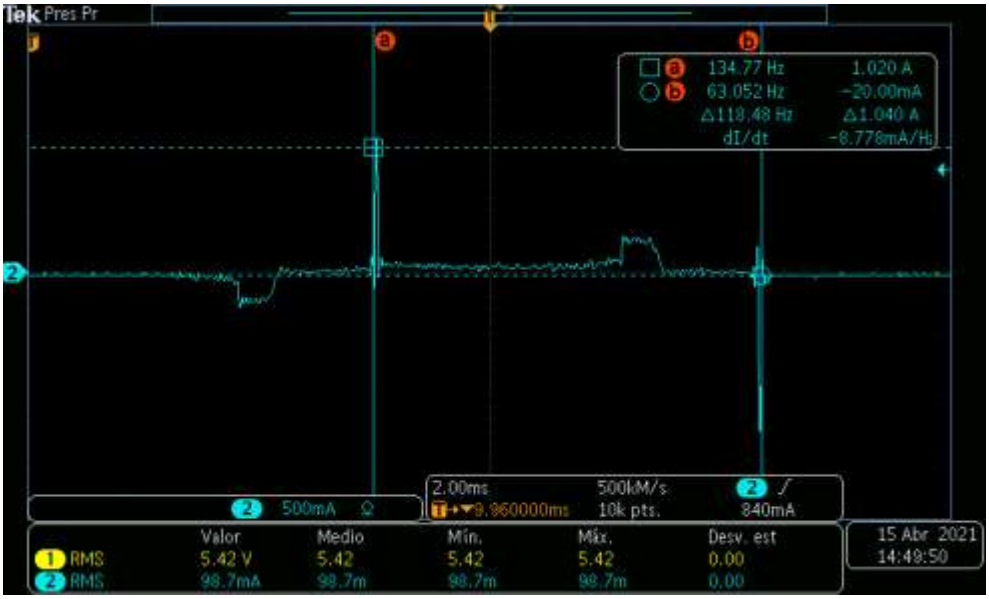


FIGURA 3.19 Gráfica de corriente de entrada con atenuador de fase

En las gráficas de las figuras 3.18 y 3.19 se observa un aumento de la corriente RMS en comparación con la figura 3.7 y con la corriente pico a pico de hasta 2.3 A, con una frecuencia en la línea de 60 Hz.

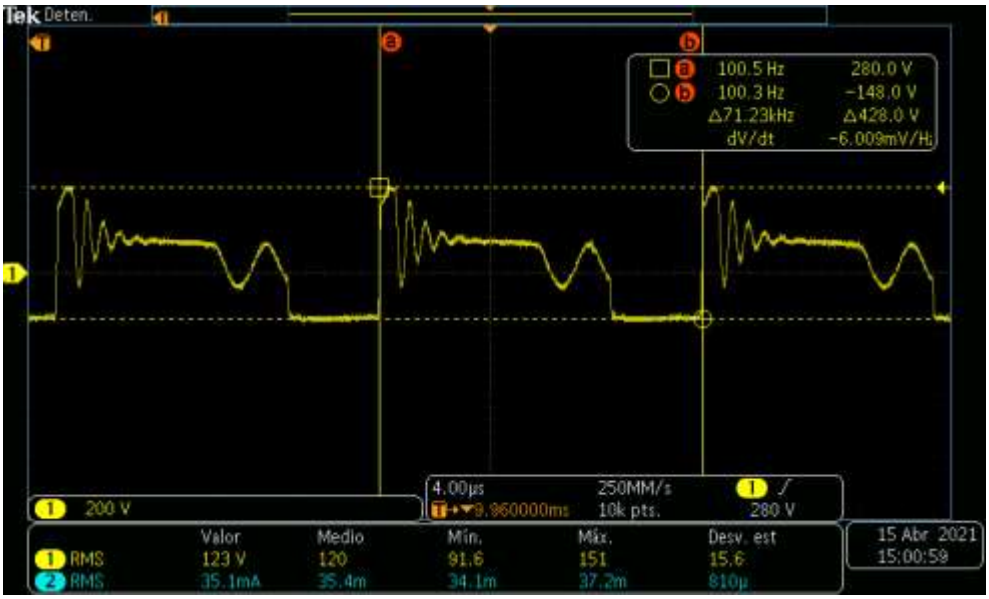


FIGURA 3.20 Gráfica del voltaje *Drain* - *Source* (VDS) con atenuador de fase

En la figura 3.20 se indica el voltaje *Drain – Source,* con atenuador, que pasa por el transistor *MOSFET*, el cual trabaja con un voltaje de entrada de 127 Vac, un voltaje RMS de 124 V, un voltaje *Drain to Source* de 430V y una frecuencia de trabajo de 71.2 KHz. Se utiliza el mismo del MOSFET de la tabla 3.6.

FIGURA 3.21 Gráfica de corriente del inductor *flyback* a la entrada con atenuador de fase

En la figura 3.21 se observa la señal en el inductor *flyback*, que es el transformador que aísla la parte primaria de la parte secundaria, el cual conmuta con una frecuencia de trabajo de 198 KHz, con una corriente pico de 4.9 A y una corriente RMS de 1.9A.

F**IGURA 3.22** Gráfica de corriente del inductor *flyback* a la salida con atenuador de fase

En la figura 3.22 se analiza la señal de corriente de salida del transformador flyback, la cual tiene una corriente RMS de 2.22 A con una corriente pico de 8.5 A y una frecuencia de trabajo de 70.9 KHz.

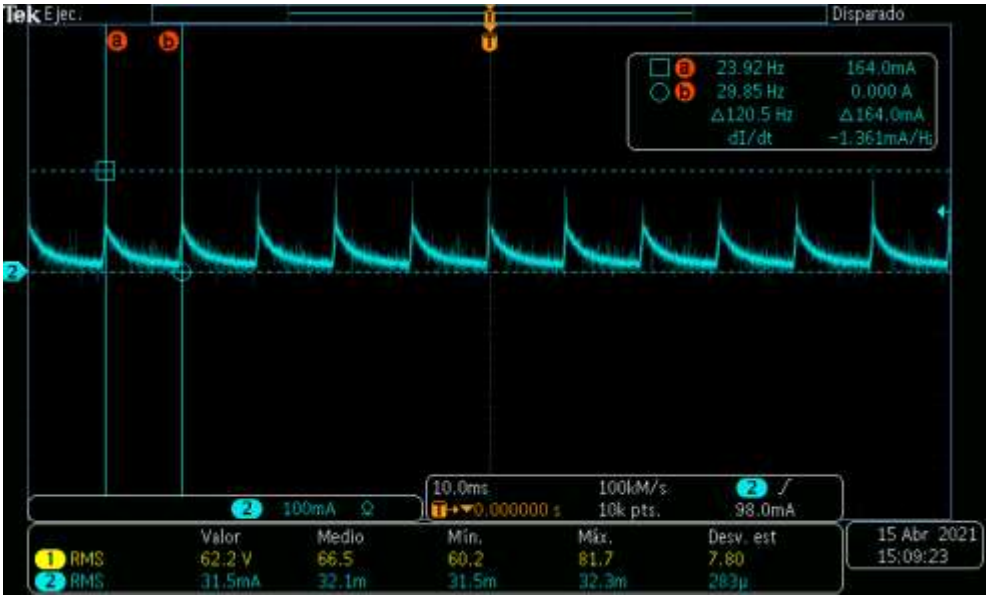


FIGURA 3.23 Gráfica de corriente de salida con atenuador de fase

En la figura 3.23 se observa la corriente de salida que va hacia los leds y es el doble de frecuencia de la entrada con una corriente pico de 164 mA y una corriente RMS de 31.5 mA.

Al final de este capítulo se puede decir que se logró el objetivo que se desea, porque las gráficas observadas en el osciloscopio cumplen los requisitos de corriente y voltaje, sin sobrepasar los límites de los componentes elegidos de la tabla 3.3 y las pruebas térmicas son aceptables al tener temperaturas menores a 100°C, lo cual conlleva a una vida útil más duradera, en las pruebas eléctricas su funcionamiento es el idóneo ya que no se tienen caídas de voltaje en los rangos de tensión de 100 a 140 Vac, y permanece casi constante la potencia de 4.5W.

CAPÍTULO 4

DISEÑO DE LA LUMINARIA POINT DE 90W PRUEBAS Y RESULTADOS

De manera similar al proceso realizado en el capítulo 3, en este capítulo se describen los pasos para realizar ahora la luminaria Point de 90W, con sus propias especificaciones que incluyen mayor corriente, mayor rango de voltaje en la entrada y en la salida con atenuación por PWM.

4.1 Diseño de los circuitos de potencia del convertidor *flyback*

Nuevamente, el convertidor se diseña para operar en modo de conducción crítica, en la tabla 4.1 se muestran las especificaciones que se escogieron para el diseño del controlador de voltaje, para una lámpara led atenuable 0 – 10; con un rango de voltaje de entrada de 100 VAC – 305 VAC, con una potencia de entrada de 90 W, un voltaje de salida de 35 VDC, corriente de salida de 2.5 A; debe tener una eficiencia del 90%, un factor de potencia de 0.9 y un THD menor al 20%.

DESCRIPCIÓN		SIMBOLO	MIN	TIP	MAX	UNIDAD	COMENTARIO
VOLTAJE DE ENTRADA		Vin	100	277	305	Vac	2cables
FRECUENCIA		Fline	50	60	67	Hz	
CORRIENTE CONSTANTE	Salida Voltaje	Vou_dc		35		V	
	Salida Corriente	Iout_dc		2.5		A	
POTENCIA SALIDA		Pout		90		W	
EFICIENCIA				90		%	
FACTOR DE POTENCIA		PF	0.9				IEC61000-3-2
EMI			EN55015B				
HI-POT TEST						KV	
TEMP OPERACIÓN		Topt		80		°C	

TABLA 4.1 Especificación del controlador de voltaje

4.2 Diseño del controlador de voltaje para una lámpara led con una potencia de entrada de 90 w.

Se determina el máximo valor promedio de la corriente de salida I_{omax} mediante la ecuación 4.1:

$$I_{oi(\max)} = \frac{P_{oi\,(max)} * \eta}{V_{oi}} = \frac{90W * .9}{35V} = \frac{81\,W}{35V} = 2.31\,A$$ **ECUACIÓN 4.1**

La máxima corriente RMS de entrada $I_{rms(max)}$ es:

$$I_{rms(max)} = \frac{P_{oi(max)}}{\eta * V_{in(min)} * PF} = \frac{90W}{.9 * 100 * .9} = \frac{90W}{81V} = 1.11\,A$$

ECUACIÓN 4.2

Con los valores RMS se encuentran los valores pico y promedio asumiendo una corriente sinusoidal:

$$I_{p(max)} = \sqrt{2} * I_{rms(max)} = \sqrt{2} * 1.11\,A = 1.57\,A$$ **ECUACIÓN 4.3**

Y la corriente promedio máxima a la salida del rectificador está dada por:

$$I_{IN_{AVG(max)}} = \frac{2I_{p(max)}}{\pi} = \frac{2 * 1.57\,A}{\pi} = \frac{3.14\,A}{\pi} = 1.00\,A$$

ECUACIÓN 4.4

Estos son los valores de corriente que se utilizarán para el dimensionamiento de todos los elementos del convertidor.

4.3 Dimensionamiento de los diodos del puente rectificador

Para dimensionar el puente rectificador se toma la caída de voltaje típica, la cual, según la hoja de datos del puente adquirido, es de 0.95, por lo que las pérdidas en el puente pueden ser calculadas de la siguiente manera:

$$P_{bridge} = 2V_{F_{Puente}} * I_{IN_{AVG(max)}} = 2 * 1.1 * 1.00A = 2.2\,W$$ **ECUACIÓN 4.5**

4.4 Ciclo de trabajo

Para que la condición de que el factor de utilización del transistor *MOSFET* sea el máximo posible en todo el campo, la relación de vueltas primario/secundario debe calcularse como un ciclo de trabajo que maximice el factor de utilización.

De acuerdo con la figura 2.46 se asigna el valor del ciclo de trabajo óptimo, y con este se calcula la relación de vueltas del transformador *flyback*. Se asume que el ciclo de trabajo que garantiza el valor de inductancia óptimo es $D = 0.4$.

4.5 Dimensionamiento *flyback* para el convertidor de voltaje

El número de vueltas del lado primario es:

$$N_p := \frac{I_{pk} * L_p * 10^8}{A_e * \beta} \qquad \textbf{ECUACIÓN 4.5}$$

Y el número de vueltas del lado secundario es:

$$N_S := N_{PS} * N_P \qquad \textbf{ECUACIÓN 4.6}$$

Para el transformador *flyback*, se calcula la corriente pico del primario, ecuación 4.7 y la corriente pico del lado secundario, ecuación 4.8.

$$I_{pk} := 4 \cdot I_{out} \cdot \left[N_{ps} + \frac{\left(V_{outMAX} + V_f\right)}{\sqrt{2} \cdot V_{inMIN}} \right] = I_{pk} = 7.528A \qquad \textbf{ECUACIÓN 4.7}$$

$$I_{pkSEC} := \frac{I_{pk}}{N_{ps}} = I_{pkSEC} = 16.017A \qquad \textbf{ECUACIÓN 4.8}$$

El valor de la inductancia es calculado con un ciclo de trabajo, el cual se propone $D = .4$

$$L_{p1} := \left(\frac{1}{2 \cdot F_{sw} \cdot P_{outMAX}} \right) \cdot \left[\frac{\left(V_f + V_{outMAX}\right) \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{V_{inLLtyp}}{2}}{V_{outMAX} + V_f + N_{ps} \cdot \left(\sqrt{2} \cdot \frac{V_{inLLtyp}}{2} \right)} \right]^2 = L_p = 130\ x\ 10^{-6} = 130\ uH$$

ECUACIÓN 4.9

4.6 Diodo de salida

En esta ocasión se utilizará el diodo MURS360T3G, de su hoja de especificaciones (apéndice B), se sabe que $V_A = 16.45\ V$ y que $V_K = 35\ V$, $V_{D,AK} = 51.45\ V$, se debe tener un margen

de seguridad, además por criterio del diseñador se aumenta un 50 % su valor quedando en $V_{D,AK} = 77.175\ V$

El diodo MURS360T3G es capaz de soportar este voltaje, es un diodo *ultrafast*, que se ha seleccionado de la página de distribuidores de *Micro Commercial Components* con las siguientes características.

1. $T_j = 150°$
2. $R_{BJT} = 3°/W$
3. $T_a = 26°$
4. $V_f = 1.35\ V$
5. $I_{RR} = 50\ \mu A$
6. $T_{rr} = 35\ nS$
7. $I_{D,AVGmax} = 16\ A$

A continuación, se obtienen las pérdidas en conducción y en conmutación.

Las pérdidas en conducción:

$$P_{cond} = V_f\ * I_{D,AVG} = 1.35 * 2.5\ A = 3.375\ W \qquad \textbf{ECUACIÓN 4.10}$$

Para calcular las pérdidas en conmutación, primero se halla la carga eléctrica desplazada, que es proporcional al tiempo de recuperación en inversa y el pico negativo de la intensidad que ha sido en la situación más adversa para la temperatura de unión.

$$Q_{rr} = \frac{1}{2} * I_{RR} * t_{RR} = \frac{1}{2} * 50000 * 35X10^{-9} = 8.75_p C \qquad \textbf{ECUACIÓN 4.11}$$

Debido a que la carga eléctrica desplazada es prácticamente nula, va a producir que las pérdidas en conmutación sean también casi nulas y no se aprecien frente la conducción.

$$P_{conmut} = f * V_{D,AK} * Q_{RR} = 90000 * 77.175 * 8.75X10^{-12} = 0.00006\ W \qquad \textbf{ECUACIÓN 4.12}$$

Las pérdidas en el diodo son:

$$P_{diodo} = P_{conmut} + P_{cond} = 3.375\ W + 0.00006 = 3.375\ W \qquad \textbf{ECUACIÓN 4.13}$$

4.7 Selección del *MOSFET*

Primero se calcula la corriente eficaz del *MOSFET* a partir la ecuación 4.14, pero se requiere conocer la corriente eficaz del interruptor:

$$I_{Srms} = \sqrt{D_{max} * I_{s\,avg}}$$ **ECUACIÓN 4.14**

Donde la corriente medida que circula por el *MOSFET*:

$$I_{s\,avg} = \frac{N_2}{N_1} * I_0 * \frac{D_{max}}{1-D_{max}} = .47 * 2.5 * \frac{0.40}{1-0.40} = .783\ A$$ **ECUACIÓN 4.15**

Por lo tanto, se obtiene como resultado que la corriente eficaz (RMS) es:

$$I_{Srms} = \sqrt{D_{max}} * I_{s\ avg} = \sqrt{.40} * .605 = .495\ A$$ **ECUACIÓN 4.16**

Para mantener un margen de seguridad se decide aumentar en un 53% la corriente eficaz del interruptor por lo tanto se tiene que $I_{S,RMS} = 0.757\ A$

Y las pérdidas por conducción son:

$$P_{conduccion} = I_{Srms}^2 * R_{DS(on)} = 0.539^2 * .21 = 0.120\ W$$ **ECUACIÓN 4.17**

Ahora hay que calcular las pérdidas de conmutación mediante la ecuación siguiente:

$$P_{conmut} = P_{TURN-ON} + P_{TURN-OFF}$$

ECUACIÓN 4.18

De manera similar al diseño del Point de 4.5W, se calculan $P_{TURN-ON}\ y\ P_{TURN-OFF}$, en la figura 3.0 se muestra que, para las pérdidas en conmutación, se tendrá en cuenta el rizado.

A continuación, se calculan $I_{a,}$ $I_{p\ avg}$ y ΔI_p para el rizado.

$$I_{p\ avg} = \frac{I_0}{1-D_{max}} * \frac{N_2}{N_1} = \frac{2.5}{1-0.40} * .47 = 1.95A$$ **ECUACIÓN 4.19**

$$\Delta I_p = \frac{V_{i,min} * D_{max}}{L_p * f} = \frac{141.42 * 0.40}{130\ \mu H * 90000} = 4.83A$$ **ECUACIÓN 4.20**

Por lo tanto:

$$I_a = \frac{\Delta I_p}{2} - I_{p\ avg} = \frac{4.83}{2} - 1.95 = .465\ A$$ **ECUACIÓN 4.21**

Para mantener un pequeño margen de seguridad se considera un 15% siendo el resultado .534 A

El voltaje en el *MOSFET* será la suma del voltaje de entrada más el voltaje de salida reflejada en el primario. Para t_{on} el tiempo de retardo no se tendrá en cuenta porque no se producen pérdidas, solo se tendrá en cuenta el tiempo de subida (tr).

$$P_{TURN-ON} = I_a * \left(V_i + V_o * \frac{N_p}{N_s}\right) * \frac{t_r}{3} * f = .534 * (254) * \frac{62X10^{-9}}{3} * 90000 = 0.252\ W \quad \textbf{ECUACIÓN 4.22}$$

Durante el periodo de apagado el voltaje del *MOSFET* será el voltaje de entrada más el voltaje de salida del devanado primario con el voltaje del diodo incluida, teniendo las mismas consideraciones, para el caso anterior no se tiene en cuenta el retardo y si el tiempo de caída para el t_{off} su expresión es la siguiente:

$$P_{TURN-OFF} = I_a * (V_i + V_{diodo}) * \frac{t_f}{3} * f = .534 * (181) * \frac{34X10^{-9}}{3} * 90000 = .098\ W \quad \textbf{ECUACIÓN 4.23}$$

Por lo tanto, la suma de ambas será:

$$P_{conmut} = P_{TURN-ON} + P_{TURN-OFF} = 0.252 + .098 = .350\ W \quad \textbf{ECUACIÓN 4.24}$$

Las pérdidas de carga en la compuerta del *MOSFET* dependen de la frecuencia, la carga total de la compuerta y del voltaje, su expresión es:

$$P_{carga} = f * Q_{tot} * V_{dr} = 90000 * 45X10^{-9} * 15 = 0.060\ W \quad \textbf{ECUACIÓN 4.25}$$

Ahora se calculan las pérdidas totales:

$$P_{totales} = P_{conmut} + P_{carga} + P_{conducción} = .350 + 0.060 + 0.120 = .530\ W \quad \textbf{ECUACIÓN 4.26}$$

4.8 Dimensionamiento del capacitor de salida

Se usará la siguiente ecuación para el dimensionamiento del condensador de la siguiente manera.

$$R_{dynamic_{total}} = \frac{\Delta V_D}{\Delta I_D} = \frac{36-34}{1000-200} = \frac{1}{800} = 1.25\Omega \quad \textbf{ECUACIÓN 4.27}$$

$$V_{OUT_PP} = I_{Led_pp} * R_{dynamic_{total}} = .800 * 3.75 = 3\ V_{pp} \quad \textbf{ECUACIÓN 4.28}$$

$$C_{OUT} = \frac{I_{OUT_pp}}{V_{OUT_PP} * 2 * \Pi * f} = \frac{2*920}{3V_{pp} * 2 * \Pi * 120} = \frac{1.8}{2{,}262} = 810\ uF \quad \textbf{ECUACIÓN 4.29}$$

El voltaje de rizo es:

$$V_{out_{RIPPLE(pp)}} = \frac{I_{oi}}{2*\Pi*F_{LINE(min)}*C_{OUT}} = \frac{2.31\ A}{2*\Pi*50*810\ \mu F} = 9.07\ V$$ **ECUACIÓN 4.30**

En la siguiente Tabla 4.2 se resumen los principales elementos que conforman el circuito de potencia correspondiente al convertidor

Elemento	Valor
Transformador *Flyback*	130 uH
Puente Rectificador	2.2 W
Diodo de Salida	3.375 W
MOSFET	530 mW
Capacitor de Salida	810 uF

TABLA 4.2 Lista de elementos del convertidor

Los elementos secundarios se pueden encontrar en la lista de materiales de la tabla 4.3.

4.9 Esquemático del PCB *driver*

A continuación, en la figura 4.1, se muestra el esquemático con el cual se llevó a cabo la elaboración del controlador de voltaje.

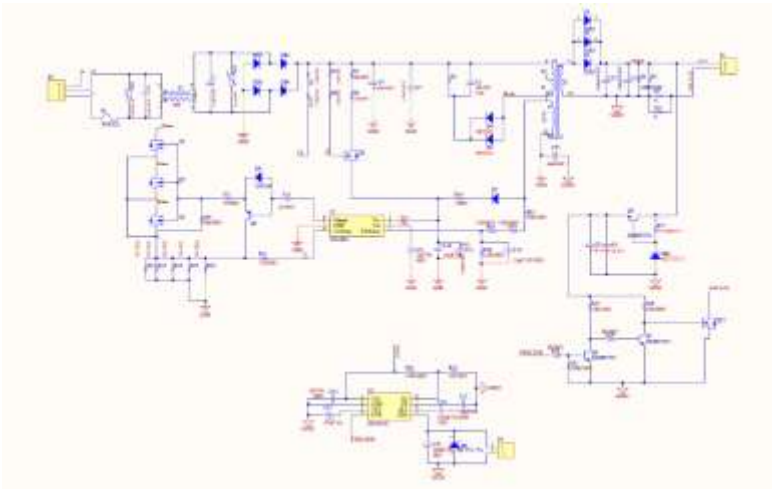


FIGURA 4.1 Esquemático del circuito

EL esquemático que se muestra en la figura 4.2 se toma como muestra para el diseño del PCB, (el apéndice B muestra mejor el diagrama), ya que cuenta con los valores de los componentes; se trabaja con 2 integrados el primero es IW3627 que es el controlador de voltaje y el IW339 que es un generador de ancho de pulso.

4.10 Tarjeta del circuito

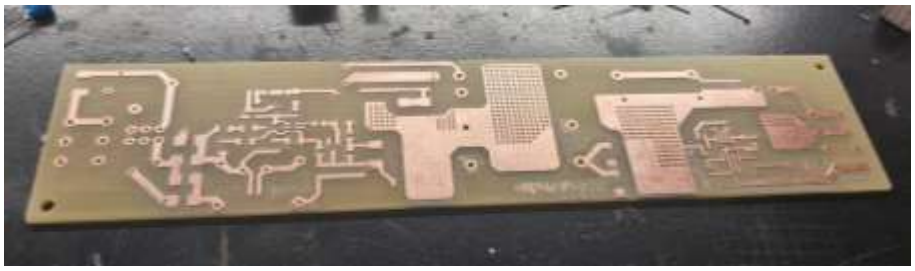


FIGURA 4.2 Prototipo de PCB

Después de que el PCB sale de la CNC está listo como se muestra en la figura 4.2, el siguiente proceso es soldar y colocar todos sus componentes, el circuito va a hacer de dos caras ya que en la parte inferior va a estar la etapa de potencia, la cual ayuda a disipar el calor, se tiene una base de aluminio enresinada con 46 g de resina; En la parte de superior del PCB se colocó la etapa de control, ya que no se tiene corriente ni voltajes altos.

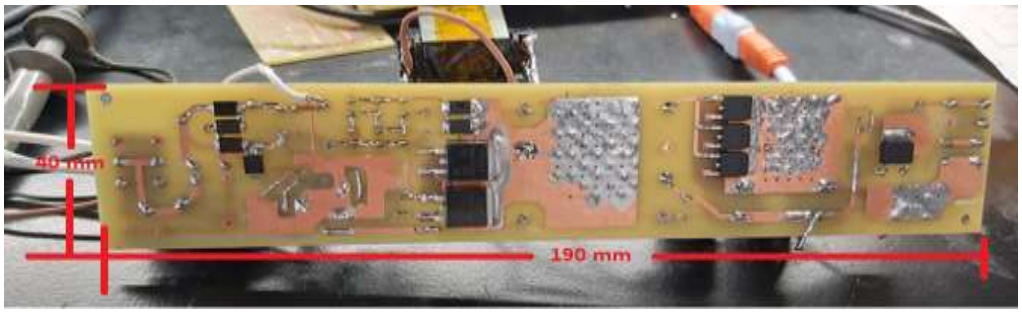


FIGURA 4.3 Dimensiones PCB y ensamble de la etapa de potencia

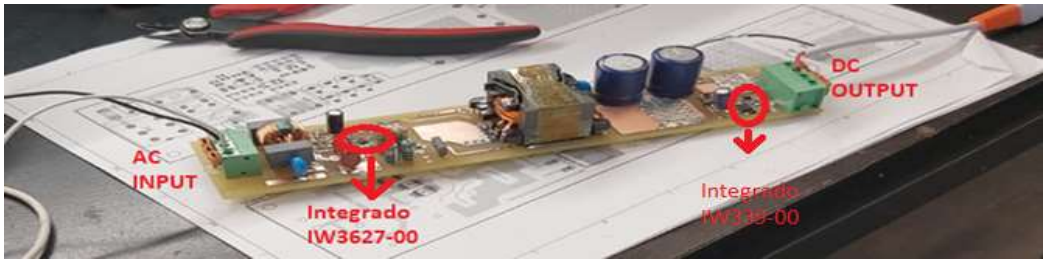


FIGURA 4.4 Entradas en AC, salidas en DC y ensamble de la etapa de control

En las figuras 4.3 y 4.4 se puede ver el PCB ensamblado con los componentes de potencia y control; en la parte superior del PCB en donde se colocaron los componentes de control, en la parte inferior del PCB se colocaron los componentes de potencia (puente de diodos, *MOSFETS,* diodos *snubber*, diodos de salida), donden se tiene corrientes y voltajes altos, que ya anteriormente se habían calculado, además se coloca resina en la base de aluminio para que ayude en el enfriamiento.

En este controlador se usa un solo integrado que es el IW3627, un controlador de voltaje de una única etapa de alto rendimiento con alta corrección del factor de potencia para luminarias LED, el integrado funciona en modo de modulación de frecuencia de pulso (PFM) que consiste en variar la frecuencia en el tren de pulsos en un tiempo y duración cuando esté en un flanco de subida o en un flanco de bajada, este integrado proporciona detección de voltaje a la entrada para protección contra bajo voltaje de entrada, el pin VIN también permite que el esquema de arranque logre el tiempo de arranque más corto posible sin sacrificar la eficiencia activa.

EL IW339 es un generador de señal (PWM) que funciona como atenuación PWM 0 – 10, el cual convierte cualquier señal en un ciclo de trabajo de 0% - 100%, también se puede usar para proporcionar una señal de atenuación.

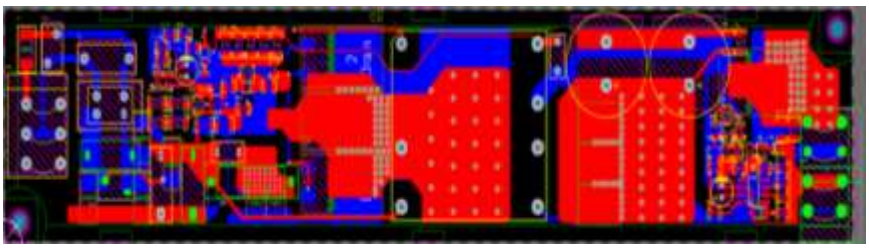


FIGURA 4.5 Caras del PCB

Al igual que en el capítulo anterior el ruteo se realizó con el software *Alitum Designer*, como se observa en la figura 4.5 la cara del PCB con *Top Layer* que es la cara superior (rojo) donde se han colocado los componentes de control, en el Botton Layer se observa la parte inferior (azul) donde se han colocado los componentes de potencia.

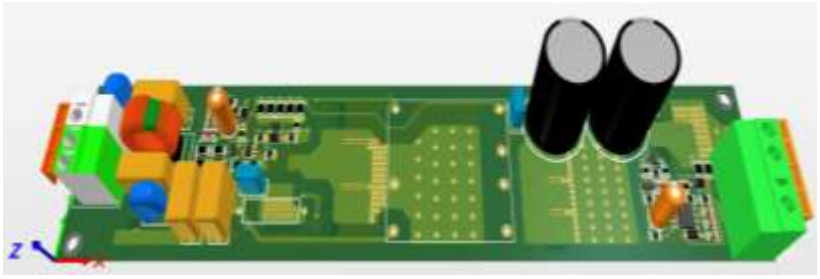


FIGURA 4.6 *Top Layer* en 3D

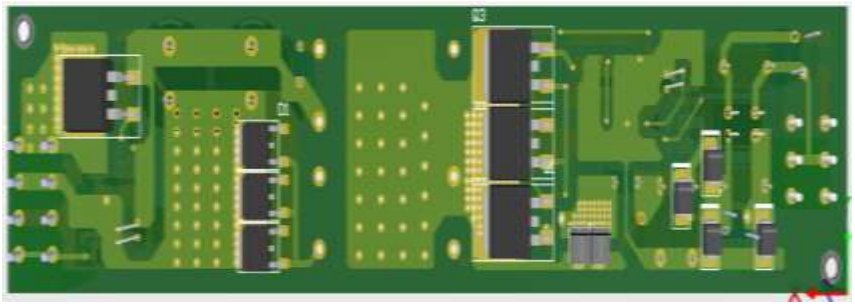


FIGURA 4.7 *Botton Layer* en 3D

Con ayuda del Software de *Altium Designer*, como se observa en las figuras 4.6 y 4.7, se logró el diseño del prototipo del PCB para la luminaria que se tenía pensado a realizar y con las condiciones requeridas como el alto factor de potencia, de bajo costo, bajo THD con una corriente de salida de 2.5 A y voltaje de entra de 35V DC.

4.11 Listado de componentes

A continuación, se observan en la tabla 4.3 algunos de los componentes a usar en el diseño del controlador, con base en el designador de *Altium Designer,* junto con el número de piezas y tipo de huella *Through - Hole* (Orificio pasante) y SMD (tecnología de montaje superficial), observe la tabla completa en el apéndice B.

POINT ALTO lll 90W 100 - 305V ATENUACION 0 - 10 C/PROTECCION 1000V					
	LISTA DE PARTES				
ITEM	**DESCRIPCION**	**DESIGNADOR**	**CANTIDAD**	**TIPO**	**UNIDAD**
	COMPONENTES THRUHOLE				
2	INDUCTOR TOROIDE 12.7 mm A-2163-0	L1	1	T.H.	pza
	COMPONENTES S. M. D				
15	*DIALOG* IW3627-00 SOT23-6 DIGITAL CONSTANT-VOLTAJE led *DRIVER* PFC	U1	1	SMD	pza

TABLA 4.3 Lista de partes

4.12 Cálculo del transformador *flyback* en modo crítico

Se realizó una hoja de cálculo de Excel como ayuda para calcular y diseñar todos los parámetros necesarios para un controlador LED centrado en el IW3689. Los cálculos se basan en las ecuaciones y el proceso detallados en la nota de aplicación EBC20056 - iW3627-00 + iW3638-01 + iW339 de 90V-305VAC Input 42V y 1.35A, atenuación 0-10V y están destinados a proporcionar un dimensionamiento rápido. Para obtener más información sobre el

procedimiento utilizado y las compensaciones, se debe consultar la nota de aplicación EBC20056, observe las ecuaciones del transformador flyback en el apéndice B.

SELECCION DE DATOS

Mínimo AC voltaje entrada: $V_{in}MIN := 100V$

Máximo AC voltaje entrada: $V_{in}MAX := 305V$

4.13 Plano del transformador

El siguiente plano, ayuda para pedir al proveedor el diseño de transformador (*FLYBACK*), en el primer recuadro de la bobina se puede ver el tamaño del carrete del transformador que es un PQ3220; este tamaño se escogió por ser el más apto ya que cuenta con más área efectiva y permite controlar más la corriente, además de que es el indicado para que soporte, el calibre y el número de vueltas de los cables. También se determina los pines que se van a eliminar.

En la parte del esquemático para el embobinado, el punto azul indica el inicio del embobinado y los pines donde se va a colocar el cable, iniciando con la mitad del primario, siguiendo con el secundario, después regresa al embobinado del primario, para poder terminar con el auxiliar que es el que va a alimentar al integrado.

En el siguiente recuadro se analiza la información del cable, se escogen los calibres que se van a ocupar, si es multihilos o alambre, junto con el número de vueltas de cada embobinado.

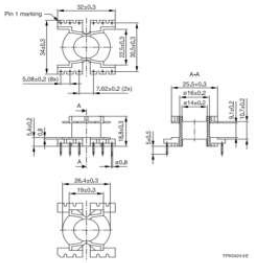
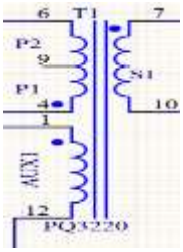
BOBBIN	SCHEMATIC
 PQ3220 DELETE PIN 2,3,5,8,11	

TABLA 4.4 Descripción del transformador y calibres a usar

En el último recuadro de la tabla 4.4 se observa el plano para la construcción del transformador *flyback.* En la parte inicial del carrete, para embobinar el primario se divide en dos, esto se hace para evitar inductancias parásitas y provoque sobrecalentamiento en el transformador, tomando en cuenta estos puntos se inicia el embobinado primario (P1), el siguiente es el embobinado secundario (S1), después se continúa con el embobinado del primario (P2) Y por último se realiza el embobinado del Auxiliar (AUX1), en medio de cada bobina se pone cinta para separar las capas, evitar que los cables queden sueltos y provoquen algún ruido auditivo y arcos eléctricos en la parte de Hi-Pot Test.

En la tabla 4.4 se observa el plano del transformador PQ3220, se escogieron estos modelos ya que cuentan con un gran espacio de área efectiva, lo cual ayuda a que disipe más calor, tenga una regulación mejor, además de que se van a ocupar calibres robustos por los picos de corriente que circulan.

Al igual que en el capítulo 3 los calibres escogidos son multihilos de cobre. Debido a su resistencia a la tracción, el cobre tiene una larga vida útil y necesita poco mantenimiento, observe la tabla del transformador en el apéndice B.

4.14 Pruebas térmicas y eléctricas

Los resultados de las pruebas térmicas realizadas al circuito impreso se muestran en la tabla 4.5, con el fin de descartar que el calor inherente pueda causar daños importantes y reducir el tiempo de vida de los componentes.

A todos los sistemas electrónicos les puede dañar el calor, las pruebas eléctricas se utilizan para garantizar la seguridad de los trabajadores y la protección de los equipos, observe la tabla en el apéndice B.

Componente	Valor (° C)	Valor (° C)	Valor (° C)	Valor (° C)	Valor (° C)	Valor (° C)	Valor (° C)	Valor (° C)	Valor (° C)	Valor (° C)	Valor (° C)
R47K SNNUBER	100.4	99.2	95.0	96.9	92.3	92.3	93.9	94.8	101.4	99.1	96.6

TABLA 4.5 Pruebas térmicas y eléctricas del controlador

4.15 COB elegido para Point micro 90 w.

Para esta segunda luminaria se eligió un LED de la serie COB de alta intensidad de la marca Citiled que constituyen una fuente puntual de alta potencia adecuada para aplicaciones que requieren un ángulo de haz estrecho, logra la densidad de lúmenes de clase más alta del

mundo además de una amplia variedad de diámetros de led con tamaños de 2,4 mm a 13 mm, esto contribuye a la miniaturización de las luminarias.

Este led se escogió por tener un empaque pequeño y que logró producir una mayor intensidad de flujo, además de que también cuenta con certificados RoHS que restringe el uso de materiales peligrosos en su fabricación.

A continuación, se muestran las características del led Citiled CLU711-1204C4-273M2K1 es un COB de potencia, con el cual se desarrolló el proyecto, observe la hoja de datos en el apéndice B.

CITILED.

Product Nomenclature

CLU711 - 12 04 C4 - 27 3 M2 K1

[1] [2] [3] [4] [5]

[1] Product shape	CLU711
[2] Die count in series	12
[3] Die count in parallel	04
[4] Nominal CCT	2700K
[5] CRI (Ra)	80 Min

4.16 Pruebas del controlador

Estas pruebas se realizan a todas las luminarias, y como se habían mencionado en el capítulo anterior, se mostrarán las pruebas que se deben tomar en cuenta para la elaboración del controlador las cuales son:

La prueba de circuito abierto se realiza para determinar la eficiencia, regulación del voltaje constante del circuito. Estas pruebas se realizan sin la carga (figura 4.9). Se logró el objetivo de la prueba ya que es un controlador de voltaje, en circuito baja su voltaje al no tener carga.

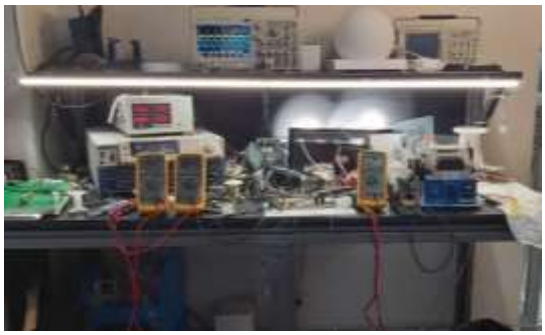


FIGURA 4.9 Circuito abierto

La prueba de corto circuito es cuando se produce un contacto accidental de dos cables, haciendo que la corriente fluya por el circuito. Esto causa daños a los controladores y quema

los fusibles (figura 4.10), esta prueba se realizó con éxito por el que los integrados de *Dialog Semiconductor* estas diseñados bajo diversas protecciones incluyendo la de corto circuito.

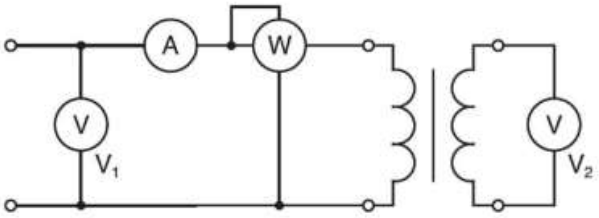


FIGURA 4.10 Corto circuito

La prueba de sobretensión es la protección fundamental para el tiempo de vida del controlador, es la evaluación de cualquier componente electrónico como cables o varistores, suele ser un pico de voltaje de hasta 3000 VAC en rondas de 5 en tiempo breve (figura 4.11), esta prueba se realizó con éxito, ya que el controlador soportó 10 pulsos de 1000V en la entrada (línea y neutro).

FIGURA 4.11 Sobre tensión

La prueba de hi pot se utiliza regularmente para garantizar la fuerza dieléctrica mínima del sistema de aislamiento empleada principalmente en el trasformador *flyback* (figura 4.12), esta prueba fue exitosa por la cinta que va después de terminar cada embobinado, ya que ayuda a aislar arcos eléctricos en el embobinado primario del embobinado secundario, estas dos partes son importantes ya que están demasiado cerca y manejan diferentes voltajes y corrientes.

FIGURA 4.12 Hi Pot

La prueba de tiempo de vida esta prueba es para garantizar el tiempo de vida útil de la luminaria (figura 4.13), las luminarias siguen encendidas, así que su tiempo de vida aún no se puede determinar.

FIGURA 4.13 Prueba de vida

4.17 Gráficas del driver sin atenuador 0 - 10

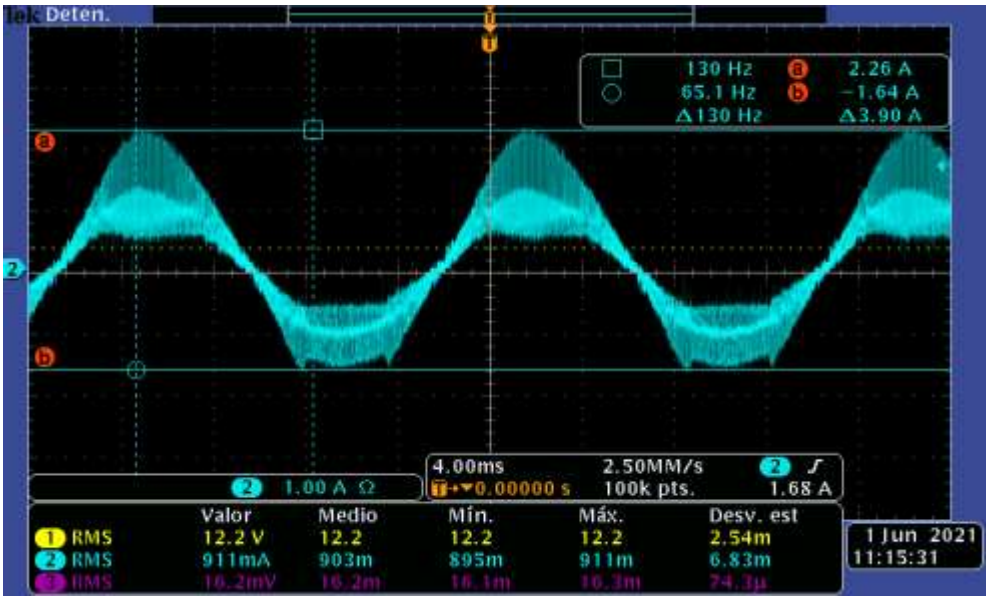


FIGURA 4.14 Gráfica de corriente de entrada.

En la figura 4.14 se muestra el comportamiento de la entrada del circuito, con esto tenemos que observar la corriente RMS de 911 mA y una corriente pico de 3.9 mA, esto se hace aun voltaje de entrada de 127 VAC con una frecuencia que tiene la línea de 60 Hz.

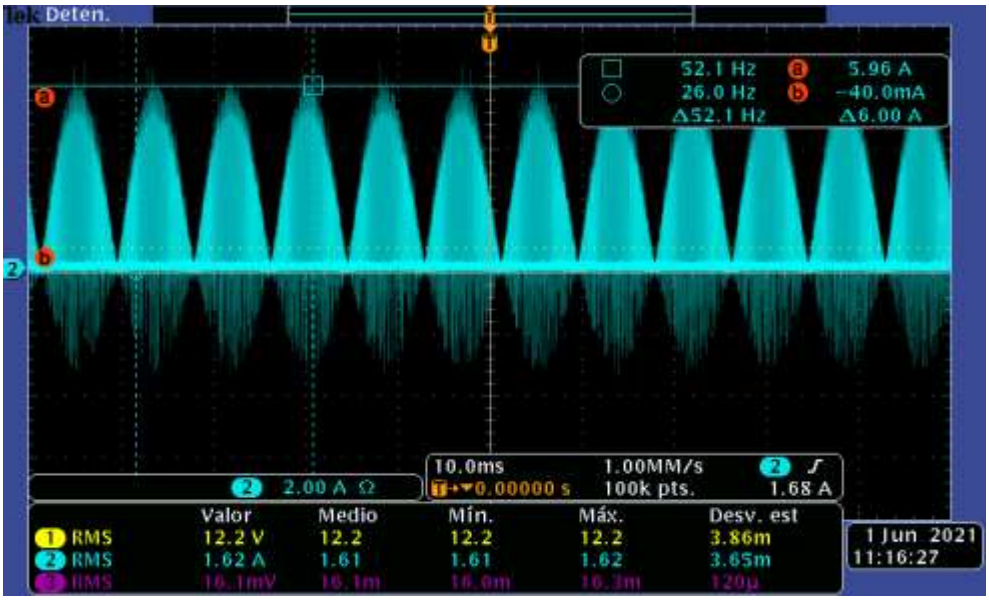


FIGURA 4.15 Gráfica de corriente del inductor *flyback* a la entrada

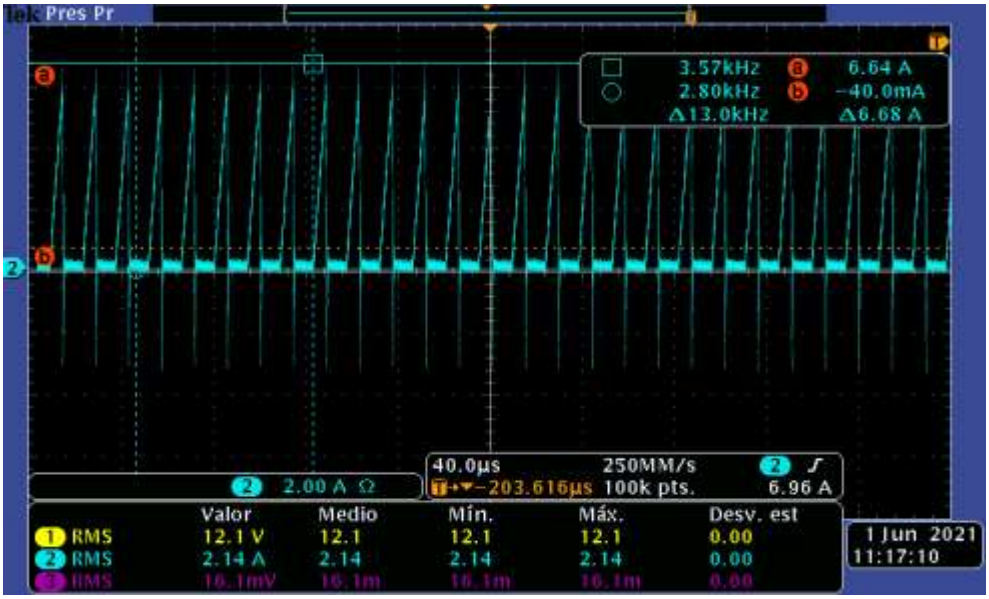


FIGURA 4.16 Gráfica de corriente del inductor *flyback* a la entrada.

Como se observa en las figuras 4.15 y 4.16, se trabajó con un transformador *flyback*, es el transformador que aísla la parte primaria de la secundaria; el cual conmuta con una frecuencia de trabajo de 91 KHz, y que a esta frecuencia es con la que opera el integrado IW3627, con una corriente pico de 6.68 A y una corriente RMS de 2.14 A

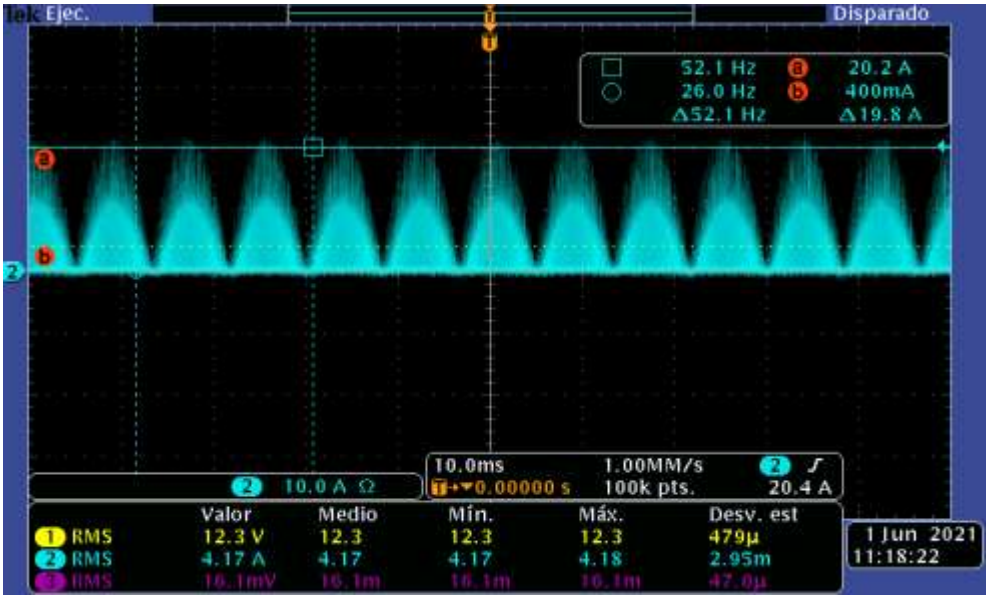


FIGURA 4.17 Gráfica de corriente del inductor a la salida

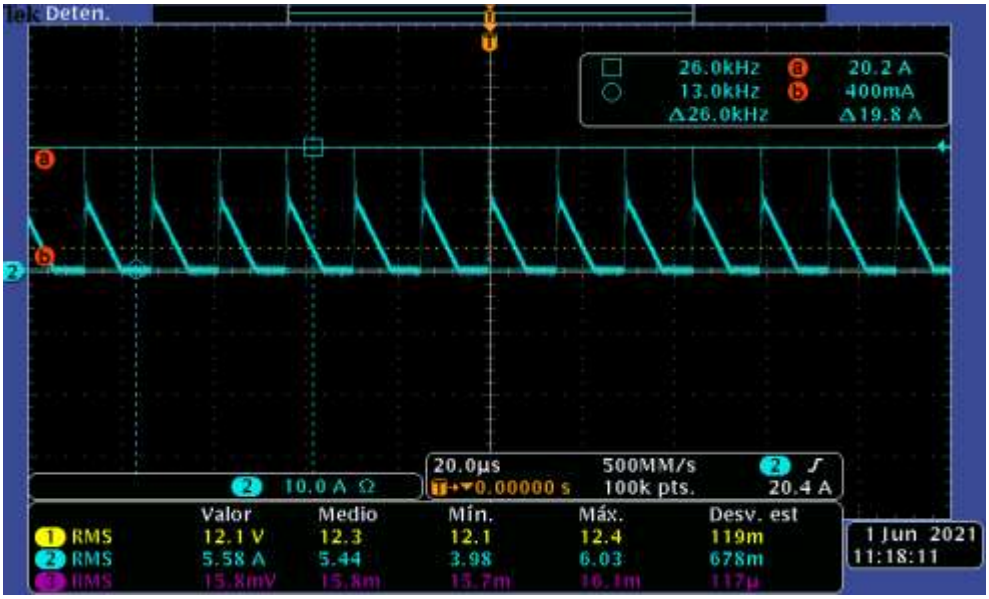


FIGURA 4.18 Gráfica de corriente del inductor *flyback* a la salida.

En las figuras 4.17 y 4.18 se analiza la señal de corriente de salida del transformador flyaback, la cual tiene una corriente RMS de 5.58 A con una corriente pico de 19.8 A y una frecuencia de trabajo de 91 KHz.

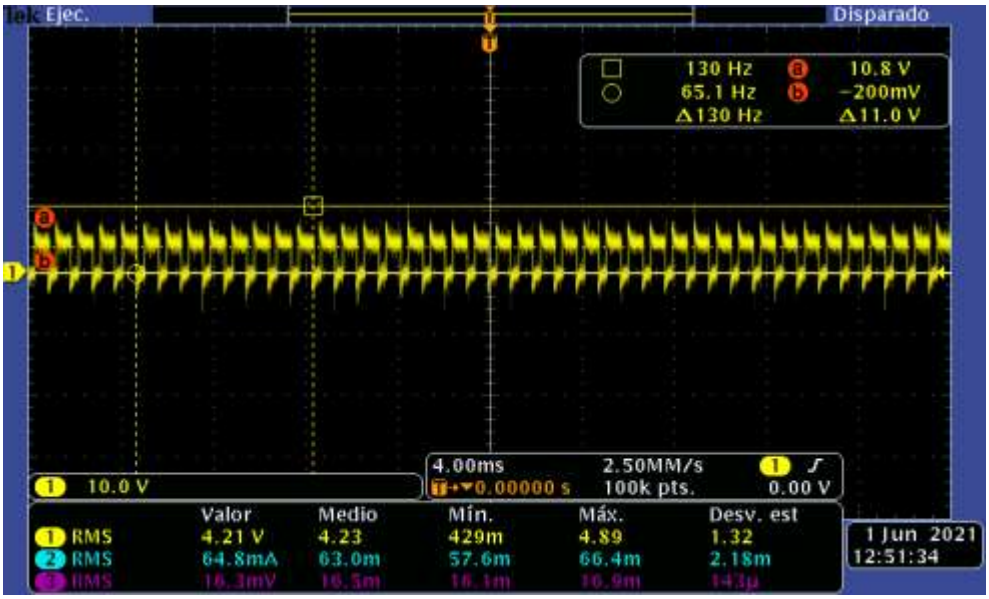


FIGURA 4.19 Gráfica del voltaje *Drain* - *Source* (VDS)

En la figura 4.19 se muestra la gráfica que indica el voltaje *Drain* – *Source*, en la cual se observa la señal que pasa por el transistor *MOSFET* el cual trabaja con un voltaje de entrada de 127 Vac, se tiene un voltaje RMS de 124 V, un voltaje *Drain* to *source* de 430V y una

frecuencia de trabajo de 91 KHz, en la tabla 4.6 se observan las características del MOSFET que se utilizó.

ESPECIFICACIONES PARA USO DEL TRANSISTOR WMM25N80M3			
símbolo	parámetros	Rango	Unidad
VDSS @ (TC=25℃)	*Drain-to-Source Voltage*	800	V
RDS(ON)		.21	Ω
ID	*Continuos Drain Current TC= 25°C*	21	A
	Continuous Drain Current TC = 100 °C	12	A
IDMa1	*Pulsed Drain Current*	78	A

TABLA 4.6 Especificaciones del *MOSFET*

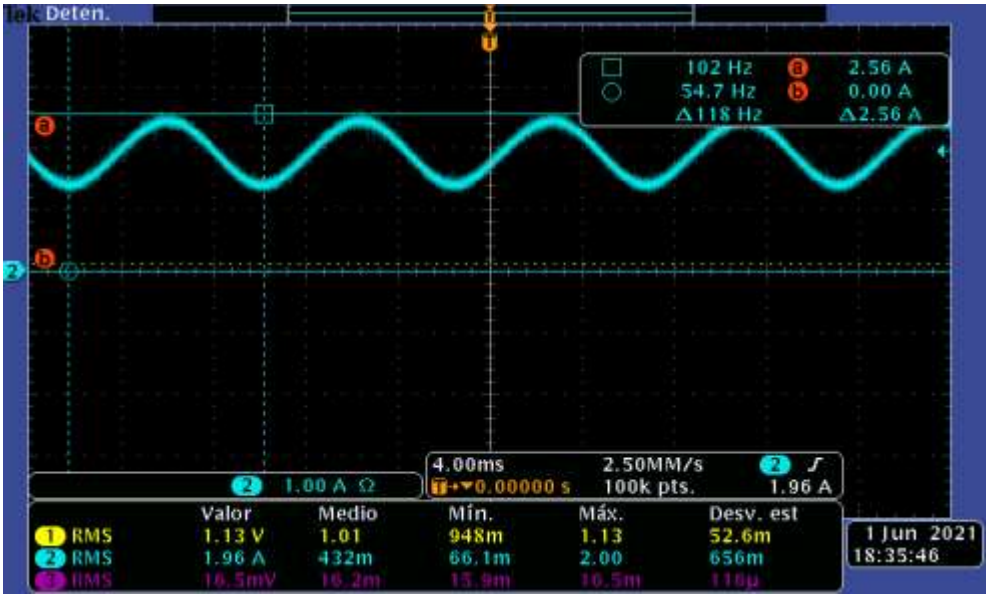


FIGURA 4.20 Gráfica de corriente de salida

En la figura 4.20 se observa la corriente de salida que va hacia los leds y es el doble de frecuencia de la entrada con una corriente pico de 2.56 mA y una corriente RMS de 2 A.

CONCLUSIONES

Al término de este trabajo se puede decir se ha cumplido con los objetivos, al mostrar paso a paso el diseño de dos luminarias con distintas características, para diferentes aplicaciones como se hace de manera práctica en el campo laboral, enriqueciendo el documento con la teoría que sustenta el diseño.

A partir de las especificaciones dadas, se diseñó una luminaria de luz led atenuable por fase, las mediciones realizadas en el controlador de corriente, demostraron un rango de voltaje de entrada de 100 VAC – 140 VAC, sin caídas de voltaje; la potencia de entrada de 4.5 W con ligeras variaciones, una potencia de salida de 4.05 W, esto conlleva a una eficiencia del 90%, un voltaje de salida de 3 VDC, corriente de salida de 1.5 A y un factor de potencia de .9, las pruebas térmicas son aceptables al tener temperaturas menores a 100°C, lo que garantiza una vida útil más duradera.

Para la segunda luminaria las especificaciones requerían el diseño de un controlador de voltaje para una lámpara led atenuable de 0 – 10; con un rango de voltaje de entrada de 100 VAC – 305VAC, con una potencia de entrada de 90 W, una eficiencia del 90%, un voltaje de salida de 35 VDC, corriente de salida de 2.5 A y un factor de potencia de .9 y las pruebas realizadas, demostraron que se cumplió el objetivo.

La formación en la licenciatura en electrónica desarrolla las aptitudes para poder diseñar y construir fuentes conmutadas, a pesar de que no es un tema que se imparta en las asignaturas, sin embargo, la teoría de circuitos, el uso de software de diseño de circuitos además del uso de las herramientas y equipo electrónico que se aprende en la facultad como son el osciloscopio, multímetro, fuentes de alimentación, calibración de puntas, etc., han sido de gran utilidad.

Existe también cierto conocimiento que se aprende en el área de trabajo específico, en este caso, la parte de las pruebas a los sistemas que es de vital importancia, ya que, al ser dispositivos comerciales, deben pasar todas las pruebas para que no haya ninguna falla de ningún tipo; en el caso de los *drivers* se hacen pruebas eléctricas, térmicas, de circuito abierto, de corto circuito, de sobretensión, de hi pot y de tiempo de vida

Otras características de los productos que se venden al público deben cumplir especificaciones estrictas, en el caso de las luminarias LED, deben tener el menor costo

posible, ocupar el menor espacio posible, cumplir con una eficiencia del 90%, tener un sobre calentamiento menor de 100°C, soportar sobretensiones arriba de mil volts, soportar hasta 2.6 KV en pruebas de hi pot y cumplir con la manera de ensamblaje en las líneas de producción.

En este trabajo traté de reflejar mi experiencia en este tipo de controladores y compartir el conocimiento para poder desarrollar y elaborar fuentes conmutadas para luminarias leds.

REFERENCIAS

[1] J. L. Grande Ruiz de la Torre, «Iluminación con LEDs,» Zaragoza España, 2014.

[2] M. H.Rashid, Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications, 2nd Edition, Pretice Hall., 1993.

[3] F. Csáki, I. Hermann, I. Ipsits, A. Kárpáti y M. , Power Electronics, Akadémia Kiadó.

[4] Ledbox, «Ledbox,» 15 Noviembre 2017. [En línea]. Available: https://blog.ledbox.es/informacion-led/instalacion-de-luminarias/la-importancia-del-los-drivers-en-la-iluminacion-led. [Último acceso: 8 Abril 2021].

[5] C. I. Obrist Tagle y R. Vera González, «Fuentes conmutadas y estudio de fuentes,» Agosto 2008. [En línea]. Available: https://repositorio.usm.cl/bitstream/handle/11673/45960/3560901543857UTFSM.pdf?sequence=1&isAllowed=y. [Último acceso: Noviembre 2021].

[6] M. K. Kazimierczuk, «Introduccion, in Pulse-width Modulation DC - DC,» Power Converters. , 2008. [En línea].

[7] M. K. Kazimierczuk, «"Introduction", in Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters,» Wiley, 2008.

[8] S. « https://mall.industry.siemens.com,» 12 Enero 2015. [En línea].

[9] T. «Laboratorio de Electrónica de Potencia,» [En línea]. Available: http://lep.eie.pucv.cl/TESISsanhueza.pdf.

[10] L. s. «LED supply,» 2019. [En línea]. Available: https://www.ledsupply.com/blog/constant-current-led-drivers-vs-constant-voltage-led-drivers/. [Último acceso: 2021].

[11] D. Semiconductor, «Dialog Semiconductor,» [En línea]. Available: https://www.dialog-semiconductor.com/products.

[12] Fluke, «Fluke,» 2022. [En línea]. Available: https://www.fluke.com/es-co/informacion/blog/electrica/que-es-un-diodo.

[13] E. L. Tecnología, «Led Tecnología,» 2016. [En línea]. Available: https://www.ledtecnologia.com/que-es-un-led/.

[14] T. M. COMPANIES, «DIMMING 101 THE UNOFFICIAL GUIDE FOR THE TECHNICALLY CHALLENGED,» Worldwide, 2018.

[15] T. M. COMPANIES, «Dimming Technologies for Solid Lighting,» Worldwide., 2018.

[16] «EcuRed,» [En línea]. Available: https://www.ecured.cu/Onda_senoidal.

[17] S. TRANSFORMADORES JESIVA, «Jesiva Transformers group,» [En línea]. Available: https://jesiva.com/portfolio/
choques-de-modo-comun-cmc/.
[18] «CURIOSOANDO,» CURIOSOANDO , 5 Diciembre 2019. [En línea]. Available: https://curiosoando.com/
que-es-un-puente-rectificador-de-diodos.
[19] M. N., T. M. Undeland y R. W. P. , «Power MOSFETs,» de *Power Electronics Convertes, Applications and Design*,
New York, Jonh Wiley & Sons , 2003, pp. 571 - 595.

[20] N. D. A. , «The Field-Effec Transistor,» de *Electronic Circuit Analysis and Design* , New York, McGraw- Hill, 2001, pp. 243-311.
[21] P. A., Analisis de Pérdidas del convertidor Buck-Sincrono para Aplicaciones Móviles, Morelos, México : Dep. Ing. Electrica , 2007 .
[22] B. L., Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuit, Texas Instrument, aplications Report SLUA618, 2017.
[23] C. Y. M., RC Snubber Design Using Root-Loci Approach for Synchronous Buck SMPS, Waterloo Univ., Ontario : M.S.thesis, Dept. Elect&Comp. Eng., 2005.
[24] T. P. C. , Snubber Circuits. Theory, Design and Application, Unitrode Corporation , 1993.
[25] Design RC Snubber, NXP Semiconducotors, 2012.
[26] D. R. Ridley, «Flayback converter Snubber Design,» 2006.
[27] F. Cathell, «Some tips, tricks, and genral information about transformer design in flayback convertes,» Enabling Energy Efficient Solutions, 05 Marzo 2012.
[28] M. Molina Toboso, «Diseño de un convertidor DC-DC Flybackpara aplicaciones fotovoltaicas,» Valencia España, Julio de 2017 .
[29] O. Semiconductor y C. Hang-Seok, «Transformer Design Consideration for Offline Flyback Converters Using FairCHILD Power Switch,» Fairchild Semiconductor Corporation, 6 Noviembre 2012.
[30] R. T. Corporation, «Minimizing Light Flicker in LED Lighting Applications,» Richtek Technology Corporation, Hsinchu, Taiwan, R.O.C, Jul 2014.
[31] «FARADAYOS TECNOLOGIA ELECTRICA,» FARADAYOS, 2015. [En línea]. Available: https://www.faradayos.info/2015/01/polaridad-transformadores-aditiva-sustractiva-determinacion.html?m=1#:~:text=La%20polaridad%20indica%20los%20polos,transfor

mador%20en%20un%20determinado%20instante.&text=Mientras%20que%20en%20los%20terminales,y%20sustrac.

Apéndice A: Hojas de especificaciones para la luminaria Point de 4.5W

Lista de componentes de la luminaria Point 4.5W

POINT MICRO 4.5W 100-140V POR FASE C/PROTECCION 1000V					
	LISTA DE PARTES				
ITEM	**DESCRIPCION**	**DISEÑADOR**	**CANTIDAD**	**TIPO**	**UNIDAD**
1	PROTOTIPO PCB FR-4 1.0 mm /35um DTi POINT MINI-MICRO FIJO *DIALOG*				PZA
	COMPONENTES THRUHOLE				
2	INDUCTOR RADIAL 2 MH 9X12 mm	L1	1	T.H.	pza
3	INDUCTOR *FLYBACK* TRANSFORMER 2.2 MH EE-13 VERT. A-2874-1	T1	1	T.H.	pza
4	CAPACITOR POLIE C242E333J2SA201 33 nf@ 250VDC 10% P-5 XIAMEN FARATRONIC ROHS	C4	1	T.H.	pza
5	CAPACITOR POLIE C242E683J2SA201 68 nf@ 250VDC 10% P-5 XIAMEN FARATRONIC ROHS	C5	1	T.H.	pza
6	CAPACITOR POLIE 100 nf 250VDC P5 10%	C3	1	T.H.	pza
7	CAPACITOR ELECTRL. 10 uf 50V 105°C YXA 5 X 11 mm 5000 HRS (1000h, Previous Series) AISHI ERS1HM100D	C8	1	T.H.	pza
8	CAPACITOR ELECTRL. RZ 1000 uf 10V 105°C AISHI 10000 HRS 10X12.5 mm	C2	1	T.H.	pza
9	CAPACITOR CERAMICO RAD 2200 pf 300VAC 20% 5 mm VISHAY VY2222M35Y5uS63V7	CY1	1	T.H.	pza
10	CAPACITOR POLIE 0.0047 uf/400 Vcd CL23B (P=5.0)	C1	1	T.H.	pza
11	VARISTOR VCLAMP 710V, 275AC, 350DC, I PEAK 1.2KA, W MAX 33J, WURTH (820572711)	RV1	1	T.H.	pza
12	TERM. BLOCK TLM-202R-02P-M19 HRZ. CAL.14-20	JP1	1	T.H.	pza
13	CONECTOR UL STD 2X22 150 mm AWG WIRE FEMALE PLUG C/TERM. JG-JB-001	led+, led-	1	T.H.	pza
	COMPONENTES S. M. D				
14	CIRCUITO INTEGRADO CONTROLLER IW3689-00 TSOP 8-PIN	U1	1	SMD	pza
15	SMD CHIP RESISTOR 150 K Ohms 1 % 1/8W 0805	R11, R12, R16, R17	4	SMD	pza
16	SMD CHIP RESISTOR 4.7 K Ohms 5% 1/4W 0805	R6, R20	2	SMD	pza
17	SMD CHIP RESISTOR 510 K Ohms 1% 1/8W 0805	R7, R10	2	SMD	pza
18	SMD CHIP RESISTOR 100 Ohms 1% 1/8W 0805	R13	1	SMD	pza
19	SMD CHIP RESISTOR 1.0 M Ohms 1% @ 1/8W 0805	R14, R15	2	SMD	pza
20	SMD CHIP RESISTOR 220 K Ohms 1% 1/8W 0805	R18, R19	2	SMD	pza
21	SMD CHIP RESISTOR 16 K Ohms 1% 1/8W 0805	R8	1	SMD	pza
22	SMD CHIP RESISTOR 2.2 Ohms 1% 1/4W 1206	R21, R22	2	SMD	pza
23	SMD CHIP RESISTOR 390 Ohms 5% @ 1W 1210	R5	1	SMD	pza
24	FAST RECOVERY DIODE R1JL SOD-123FL 600V 1A LGE	D4	1	SMD	pza
25	*DIODO MB6S BRIGDGE RECTIFIER 600V 0.5A SMD*	D1	1	SMD	pza
26	DIODO ZENER 15V BZT52C15 SOD-123	D5	1	SMD	pza

27	DIODO RECTIFICADOR DE P. ULTRARAPIDA MURS360T3G	D2	1	SMD	pza
28	ER1J T/R13 SMB	D4	1	SMD	pza
29	TRANSISTOR *MOSFET* CS4N65A4D 650V 4A D-PAK	Q1	1	SMD	pza
30	CAPACITOR CERAMICO SMD 2.2 nf 50Vdc 10% X7R CASE 0805	C7, C8	2	SMD	pza
31	CAPACITOR CERAMICO SMD 10 nf 50V 10% X7R 0805	C9	1	SMD	pza
32	CAPACITOR CERAMICO SMD 220 nf 50V 10% X7R 0805	C5	1	SMD	pza
33	CAPACITOR CERAMICO SMD 470 pf 50V 10% X7R 0805	C10	1	SMD	pza
		COMPONENTES:	**12**	T.H.	Pzs
		COMPONENTES:	**29**	SMD	Pzs
		TOTAL:	**41**		Pzs

Cálculos del transformador flyback modo crítico del Point de 4.5w

Mínimo AC voltaje entrada: $V_{in}MIN := 100V$

Máximo AC voltaje entrada: $V_{in}MAX := 305V$

Mínimo frecuencia de línea: $F_{line}MIN := 50\ Hz$

Típica frecuencia de línea: $F_{line} := 60\ Hz$

Área efectiva del flyback: $A_e := 0.17\ mm^2$

Densidad de flujo magnético: $\beta := 3000$

ESPECIFICACIONES DE SALIDA

Máxima corriente de salida: $I_{out} := 1.5\ A$

Mínimo voltaje de salida: $V_{out}MIN := 3.0V$

Máximo voltaje de salida: $V_{out}MAX := 3.1V$

Salida diodo *forward voltaje*: $V_f := 0.7V$

Mínima potencia de salida: $P_{out}MIN := I_{out} * V_{out}\,MIN$

$P_{out}MIN := 4.5W$

Máxima potencia de salida: $P_{out}MAX := I_{out} * V_{out}\,MAX$

$P_{out}MAX := 4.65W$

Escoge el máximo Duty-cycle, Max Pout, línea baja: $D_{LL} := 0.39$

Calcula la relación del secundario contra el primario:

$$N_{sp1} := \frac{(1- D_{LL})(V_{out}MAX+ V_f)}{D_{LL}* \sqrt{2}* V_{in}MIN} \qquad N_{sp1} = 0.042$$

Ingrese su valor para N_{ps}(debe ser igual o mayor que N_{sp1}):

$$N_{ps} := 0.047$$

Cálculo de I_{pk} y Lp incluyendo el tiempo muerto

En la parte superior de la sinusoidal:

$$I_{pk} := 4 * I_{out} * \left[\frac{(V_{out}MAX+ V_f)}{\sqrt{2} * V_{in}MIN} + N_{sp}\right] \; I_{pk} := 0.443\ A$$

Se elije L_p para que la frecuencia de conmutación este por debajo de los 130 KHz (fsw) en el voltaje nominal de rango de línea bajo (típico 115V RMS).

$$V_{in}LLtyp := 115V \qquad F_{sw} := 72000\ Hz$$

$$L_p := \frac{1}{2*F_{SW}*P_{out}MAX} * \left[\frac{(V_{out}MAX+ V_f)* \sqrt{2}*\frac{V_{in}LLtyp}{2}}{V_{out}MAX+V_f+N_{sp}*\left(\sqrt{2}*\frac{V_{in}LLtyp}{2}\right)}\right]^2 x$$

$$L_{p1} := 2.455\ X\ 10^{-3}$$

Se escoge el valor más apropiado para L_p:

$$L_p := 2.67\ X\ 10^{-3}$$

Se calcula el número de vueltas del primario

$$N_p := \frac{I_{pk} * L_p * 10^8}{A_e * \beta} \; N_p := 232.039$$

Se calcula el número de vueltas del secundario

$$N_S := N_{PS} * N_P \qquad N_S := 10.906$$

Cálculo de corriente RMS primaria y secundaria

Corriente RMS primaria en la parte superior del seno (valor RMS durante 1 ciclo de conmutación):

$$I_{pri}RMS := \frac{2}{\sqrt{3}} * \frac{I_{out} * (V_{out}MAX + V_f)}{V_{in}MIN} * \sqrt{1 + \frac{8 * N_{sp} * \sqrt{2} * V_{in}MIN}{3 * \pi\ (V_{out\ MAX} + V_f)}}$$

$$I_{pri}RMS := 0.104$$

Corriente pico secundaria:

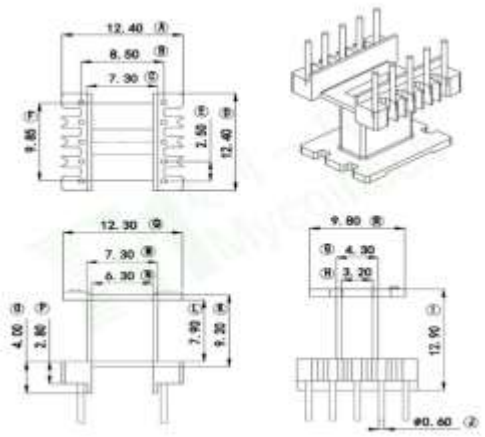
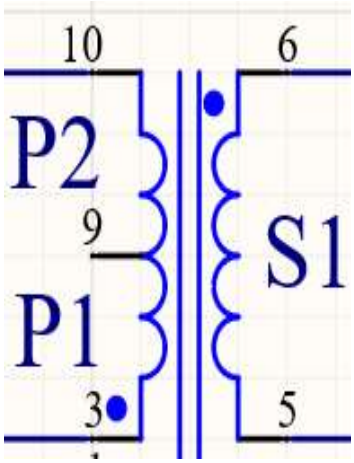
$$I_{pk}SEC := \frac{I_{pk}}{N_{sp}} \qquad I_{pk}SEC := 9.43\ A$$

Corriente RMS secundaria en la parte superior del seno (valor RMS durante 1 ciclo de conmutación);

$$I_{sec}RMS := \frac{8}{3 * \sqrt{\pi}} * I_{out} * \sqrt{1 + \frac{3 * \pi\ (V_{out}Max + V_f)}{8 * N_{sp} * (\sqrt{2} * V_{in}MIN)}}$$

$$I_{sec}RMS := 2.919\ A$$

Plano del transformador flyback del Point de 4.5W

BOBBIN	**SCHEMATIC**
 EE-13(V) DELETE PIN 1,2,4,7,8	

WINDINGS INFORMATION				
WINDING	PIN	TURNS	WIRE AWG	INSULATION
P1	1 - 9	117	33 awg x 1	
S1	3 - 5	10	40 awg x 40	
P2	9 - 10	116	33 awg x 1	

TEST
INDUCTANCE
3.1 mH +/- 5% (PIN 3 - 10)
MEASURED AT 1V @ 1 KHz

WINDINGS BUILD

SPREAD WIDING ON BOBBIN WIDTH
IMPORTANT:

TAPE
P2
TAPE
S1
TAPE
P2
BOBBIN

INSULATE WIRES CROSSING AND EXIT OF WIRES FROM COIL

LEAKEAGE INDUCTANCE: 13uH (PIN 1 - PIN 10) **CONDITION: N_S1 SHORTED (PIN 3 -PIN 5)**	TO PIN WITH SLEEVING (TUBE) CLASS 155°C
	FERRITE CORE INFORAMTION CORE SIZE: EE13 GAP SIZE: ADJUST AS NEED CORE MATERIAL: SP3

Tabla de pruebas eléctricas y térmicas de la luminaria Point de 4.5W

Disipador		**V (~)**	100	127	140		**Anotaciones**
P/Térmica		**I(A)**	.043	.033	.033		
Fuente		**P(W)**	4.3	4.3	4.3		
Montaje		**F.P.**	.98	.98	.98		

Componente	**Valor (° C)**	**Valor (° C)**	**Valor (° C)**	**Valor (° C)**	**Valor (° C)**	**Valor (° C)**	**Valor (° C)**	**Valor (° C)**	**Valor (° C)**
Resistencia Fusible	86.1	87.1	87.0	73.1	73.8	73.4	68.5	68.9	68.5
Resistencia Vbus	79.6	81.1	80.8	67.1	67.5	66.6	64.3	62.5	62.0
Integrado	70.7	72.3	72.5	65.9	65.8	65.5	63.6	65.3	65.0
MOSFET	71.7	73.2	73.2	73.8	73.9	73.3	75.9	77.3	77.4
Capacitor Salida	54.6	55.8	55.9	54.6	55.1	54.2	56.9	56.8	56.2
Diodo Salida	72.4	74.0	73.9	75.3	75.7	74.8	78.9	78.5	77.7
Ferrita	64.6	65.7	65.3	66.7	66.9	66.7	68.1	69.6	69.1
Bobina	72.7	74.0	74.0	75.7	76.1	73.7	77.6	78.9	78.6
Puente de Diodos	78.9	79.1	79.3	66.6	62.1	62.5	60.5	61.1	60.9
VOLTAJE	100	100	100	127	127	127	140	140	140

POTENCIA	4.3	4.3	4.3	4.3	4.3	4.3	4.3	4.3	4.3
Ambiente	24.6	25.8	25.6	24.8	22.4	23.8	26.2	26.5	26.3
Tiempo de Prueba	**0**	**1**	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**	**8**

Hoja de especificaciones del LED Nichia NVSL219CT

SPECIFICATIONS

(1) Absolute Maximum Ratings

Item	Symbol	Absolute Maximum Rating	Unit
Forward Current	I_F	1800	mA
Pulse Forward Current	I_{FP}	2400	mA
Allowable Reverse Current	I_R	85	mA
Power Dissipation	P_D	5.94	W
Operating Temperature	T_{opr}	-40~100	°C
Storage Temperature	T_{stg}	-40~100	°C
Junction Temperature	T_J	150	°C

* Absolute Maximum Ratings at T_S=25°C.
* I_{FP} conditions with pulse width ≤10ms and duty cycle ≤10%.

(2) Initial Electrical/Optical Characteristics

Item			Symbol	Condition	Typ	Max	Unit
Forward Voltage			V_F	I_F=700mA	2.98	-	V
				I_F=350mA	2.83	-	
R70	Luminous Flux		Φ_v	I_F=700mA	320	-	lm
				I_F=350mA	172	-	
	Luminous Intensity		I_v	I_F=700mA	91	-	cd
				I_F=350mA	60	-	
	Color Rendering Index		R_a	I_F=700mA	73	-	-
	Chromaticity Coordinate	x	-	I_F=700mA	0.3818	-	-
		y		I_F=700mA	0.3797	-	
R8000	Luminous Flux		Φ_v	I_F=700mA	297	-	lm
				I_F=350mA	158	-	
	Luminous Intensity		I_v	I_F=700mA	88	-	cd
				I_F=350mA	58	-	
	Color Rendering Index		R_a	I_F=700mA	83	-	-
	Chromaticity Coordinate	x	-	I_F=700mA	0.4073	-	-
		y		I_F=700mA	0.3917	-	
R9050	Luminous Flux		Φ_v	I_F=700mA	236	-	lm
				I_F=350mA	126	-	
	Luminous Intensity		I_v	I_F=700mA	72	-	cd
				I_F=350mA	39	-	
	Color Rendering Index		R_a	I_F=700mA	93	-	-
	Chromaticity Coordinate	x	-	I_F=700mA	0.4073	-	-
		y		I_F=700mA	0.3917	-	
Thermal Resistance			$R_{\theta JS}$	-	4.2	6.4	°C/W

* Characteristics at T_S=25°C.
* Luminous Flux value as per CIE 127:2007 standard.
* Chromaticity Coordinates as per CIE 1931 Chromaticity Chart.
* $R_{\theta JS}$ is the thermal resistance from the junction to the T_S measurement point.

Hoja de especificaciones del puente de diodos EMB6S

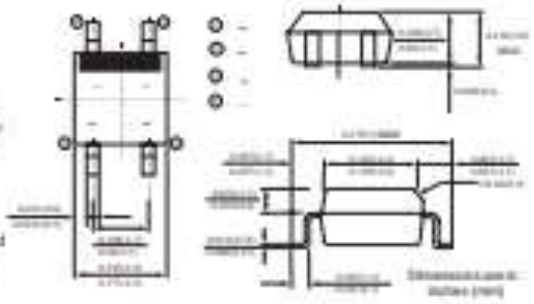
FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR

MB1S - MB8S

Features

- Low leakage
- Surge overload rating: 35 amperes peak.
- Ideal for printed circuit board.

SOIC-4
Polarity symbols molded or marking on body



0.5 Ampere Glass Passivated Bridge Rectifiers

Absolute Maximum Ratings*

T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
I_O	Average Rectified Current @ T_A = 50°C	0.5	A
I_{surge}	Peak Forward Surge Current 8.3 ms single half-sine-wave Superimposed on rated load (JEDEC method)	35	A
P_D	Total Device Dissipation Derate above 25°C	1.4 11	W mW/°C
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient,** per leg	85	°C/W
$R_{\theta JL}$	Thermal Resistance, Junction to Lead,** per leg	20	°C/W
T_{stg}	Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
T_J	Operating Junction Temperature	-55 to +150	°C

*These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

**Device mounted on PCB with 0.5 x 0.5" (13x13 mm) lead length.

Electrical Characteristics

T_A = 25°C unless otherwise noted

Parameter	Device					Units
	1S	2S	4S	6S	8S	
Peak Repetitive Reverse Voltage	100	200	400	600	800	V
Maximum RMS Bridge Input Voltage	70	140	280	420	560	V
DC Reverse Voltage (Rated V_R)	100	200	400	600	800	V
Maximum Reverse Leakage, per leg @ rated V_R T_A = 25°C			5.0			A
T_A = 125°C			0.5			mA
Maximum Forward Voltage Drop, per bridge @ 0.5 A			1.0			V
I^2t rating for fusing t < 8.3 ms			5.0			A^2s
Typical Junction Capacitance, per leg V_R = 4.0 V, f = 1.0 MHz			13			pF

©2000 Fairchild Semiconductor Corporation

Hoja de especificaciones del MOSFET CS4N65A4D

Huajing Discrete Devices

Silicon N-Channel Power MOSFET

CS4N65 A4D

General Description:

CS4N65 A4D, the silicon N-channel Enhanced VDMOSFETs, is obtained by the self-aligned planar Technology which reduce the conduction loss, improve switching performance and enhance the avalanche energy. The transistor can be used in various power switching circuit for system miniaturization and higher efficiency. The package form is TO-252, which accords with the RoHS standard.

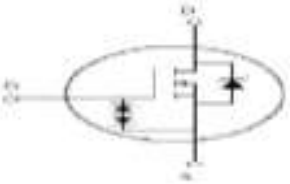
V_{DSS}	650	V
I_D	4	A
P_D(T_C=25℃)	75	W
$R_{DS(ON)Typ}$	2	Ω

TO-252

1 2 3

1.Gate 2.Drain 3.Source

Inner Equivalent Principium Chart



Features:

- **Fast Switching**
- **ESD Improved Capability**
- **Low Gate Charge** (Typical Data: 14.5nC)
- **Low Reverse transfer capacitances**(Typical: 8.5pF)
- **100% Single Pulse avalanche energy Test**

Applications:

Power switch circuit of adaptor and charger.

Absolute (Tc= 25℃ unless otherwise specified):

Symbol	Parameter	Rating	Units
V_{DSS}	Drain-to-Source Voltage	650	V
I_D	Continuous Drain Current	4	A
	Continuous Drain Current T_C = 100 °C	3.2	A
I_{DM} [a1]	Pulsed Drain Current	16	A
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	±30	V
E_{AS} [a2]	Single Pulse Avalanche Energy	150	mJ
E_{AR} [a1]	Avalanche Energy ,Repetitive	30	mJ
I_{AR} [a1]	Avalanche Current	2.5	A
dv/dt [a3]	Peak Diode Recovery dv/dt	5.0	V/ns
P_D	Power Dissipation	75	W
	Derating Factor above 25°C	0.60	W/℃
$V_{ESD(G-S)}$	Gate source ESD (HBM-C=100pF, R=1.5kΩ)	3000	V
T_J, T_{stg}	Operating Junction and Storage Temperature Range	150, −55 to 150	℃
T_L	MaximumTemperature for Soldering	300	℃

Hoja de especificaciones del diodo de conmutación rápida MURS360T3G

MURS320T3, MURS340T3, MURS360T3

Preferred Devices

Surface Mount Ultrafast Power Rectifiers

This series employs the state−of−the−art epitaxial construction with oxide passivation and metal overlay contact. Ideally suited for high voltage, high frequency rectification, or as free wheeling and protection diodes, in surface mount applications where compact size and weight are critical to the system.

Features

- Small Compact Surface Mountable Package with J−Bend Leads
- Rectangular Package for Automated Handling
- Highly Stable Oxide Passivated Junction
- Low Forward Voltage Drop (0.71 to 1.05 Volts Max @ 3.0 A, T_J = 150°C)
- Pb−Free Packages are Available

Mechanical Characteristics

- Case: Epoxy, Molded
- Epoxy Meets UL 94 V−0 @ 0.125 in
- Weight: 217 mg (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead and Mounting Surface Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds
- Shipped in 16 mm Tape and Reel, 2500 units per reel
- Polarity: Notch in Plastic Body Indicates Cathode Lead
- Device Meets MSL1 Requirements
- ESD Ratings: Machine Model, C (> 400 V)
  Human Body Model, 3B (> 8000 V)

ON Semiconductor®

http://onsemi.com

ULTRAFAST RECTIFIERS 3.0 AMPERES 200−600 VOLTS

SMC CASE 403 PLASTIC

MARKING DIAGRAM

U3 = Specific Device Code
x = D, G, or J
A = Assembly Location
Y = Year
WW = Work Week

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping†
MURS320T3	SMC	2500/Tape & Reel
MURS320T3G	SMC (Pb−Free)	2500/Tape & Reel
MURS340T3	SMC	2500/Tape & Reel
MURS340T3G	SMC (Pb−Free)	2500/Tape & Reel
MURS360T3	SMC	2500/Tape & Reel
MURS360T3G	SMC (Pb−Free)	2500/Tape & Reel

†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

© Semiconductor Components Industries, LLC, 2006

Hoja de especificaciones del capacitor electrolítico. RE 1000uf 10V 105°C AISHI 10000 HRS

AiSHi — ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS

RE series

- Low impedance and high frequency.
- Endurance: 2,000 ~ 4,000 hours at 105°C
- Suitable for switching power, UPS, power sources, etc.
- RoHS Compliant

SPECIFICATIONS

Items	Characteristics
Category Temperature Range	-40~+105°C
Rated Voltage Range	6.3~120 V_{DC}
Capacitance Tolerance	±20% (M) (at 20°C, 120Hz)
Leakage Current	I≤0.01CV or 3μA, whichever is greater. Where, I:Max.leakage current (μA), C:Nominal capacitance (μF), V:Rated voltage (V) (at 20°C after 2 minutes)

Dissipation Factor (tanδ)

Rated Voltage (V_{DC})	6.3	10	16	25	35	50	63	80	100	120
Dissipation Factor (Max.)	0.22	0.19	0.16	0.14	0.12	0.10	0.09	0.08	0.08	0.12

When nominal capacitance exceeds 1,000μF, add 0.02 to the value above for each 1,000μF increase. (at 20°C, 120Hz)

Low Temperature Characteristics (Max. Impedance Ratio)

Rated Voltage (V_{DC})	6.3	10	16	25	35	50	63	80	100	120
Z(-25°C)/Z(+20°C)	4	3	2	2	2	2	2	2	2	3
Z(-40°C)/Z(+20°C)	8	6	4	3	3	3	3	3	3	6

(at 120Hz)

Endurance

The following specifications listed below shall be satisfied when the capacitors are restored to 20°C after DC voltage plus rated ripple current is applied for a specified period of time at 105°C.

Capacitance Change	≤±25% of the initial value
Dissipation Factor	≤200% of the initial specified value
Leakage Current	≤The initial specified value

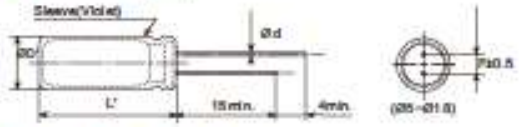
Case Dia.(mm)	Load life (hours)
ØD≤6.3	2,000
ØD=A≤10	3,000
ØD≥12.5	4,000

Shelf Life

The following specifications shall be satisfied when the capacitors are restored to 20°C after leaving them under no load at 105°C for 1,000 hours.

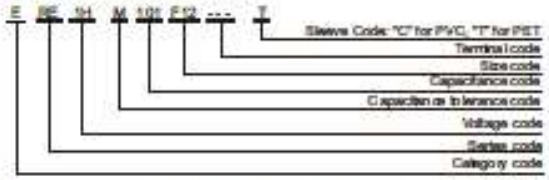
Capacitance Change	≤±25% of the initial value
Dissipation Factor	≤200% of the initial specified value
Leakage Current	≤200% of the initial specified value

DIMENSIONS[mm]



ØD	5	6.3	8		10	12.5	13	16	18
Ød	0.5	0.5	0.5	0.6	0.6	0.6	0.6	0.8	0.8
P	2.0	2.5	3.5		5.0	5.0	5.0	7.5	7.5
ØD'	ØD+0.5max.								
L'	L+2max.								

PART NUMBERING SYSTEM



RATED RIPPLE CURRENT MULTIPLIERS

Frequency correction factor for ripple current

Cap(μF) \ Freq(Hz)	120	1k	10k	100k
Cap.<220	0.40	0.75	0.90	1.00
220≤Cap.<680	0.50	0.85	0.94	1.00
680≤Cap.<2200	0.60	0.87	0.95	1.00
2200≤Cap.<4700	0.75	0.90	0.95	1.00
Cap.≥4700	0.85	0.95	0.98	1.00

Hoja de especificaciones del circuito integrado iw3689-00

dialog SEMICONDUCTOR

AC/DC Digital Power Controller for Single-Stage High Power Factor Dimmable LED Drivers

1 Description

The iW3689 is a single-stage, high-performance AC/DC off-line power supply controller for dimmable LED luminaires. It applies advanced digital control technology to detect the dimmer type, enabling it to provide dynamic impedance to interface with the dimmer and to control the LED brightness at the same time.

With advanced dimmer detection technology, the iW3689 can operate with most wall dimmers including leading-edge dimmers (R-type or R-L type), trailing-edge dimmers (R-C type), and smart dimmers. In addition, the iW3689's cycle-by-cycle waveform analysis technology allows for fast dimmer transient response.

In no-dimmer mode, the iW3689 operates the main power converter that delivers current to the LED load in quasi-resonant mode to provide high power efficiency and low electro-magnetic interference (EMI). When there is no dimmer on the line, the iW3689 optimizes the power factor and minimizes the current harmonic distortion to the AC line. The commonly utilized converter topologies for iW3689 are buck-boost and flyback.

The iW3689 uses patented *PrimAccurate™* primary-side sensing technology to achieve excellent LED current regulation under different AC line and LED load voltages, without using a secondary-side feedback circuit and thus eliminating the need for an opto-coupler.

The iW3689 minimizes the external components count by simplifying the EMI filter with Dialog's *EZ-EMI®* technology, and by integrating current sink, switching, and V_{CC} charging circuit. Additionally, the iW3689 does not require an auxiliary winding, which eliminates the need for a custom inductor. The digital control loop of the iW3689 maintains stability over all operating conditions without the need for loop compensation components.

The iW3689 maintains high performance wide-range dimming and achieves excellent dimmer compatibility with a simple application circuit.

2 Features

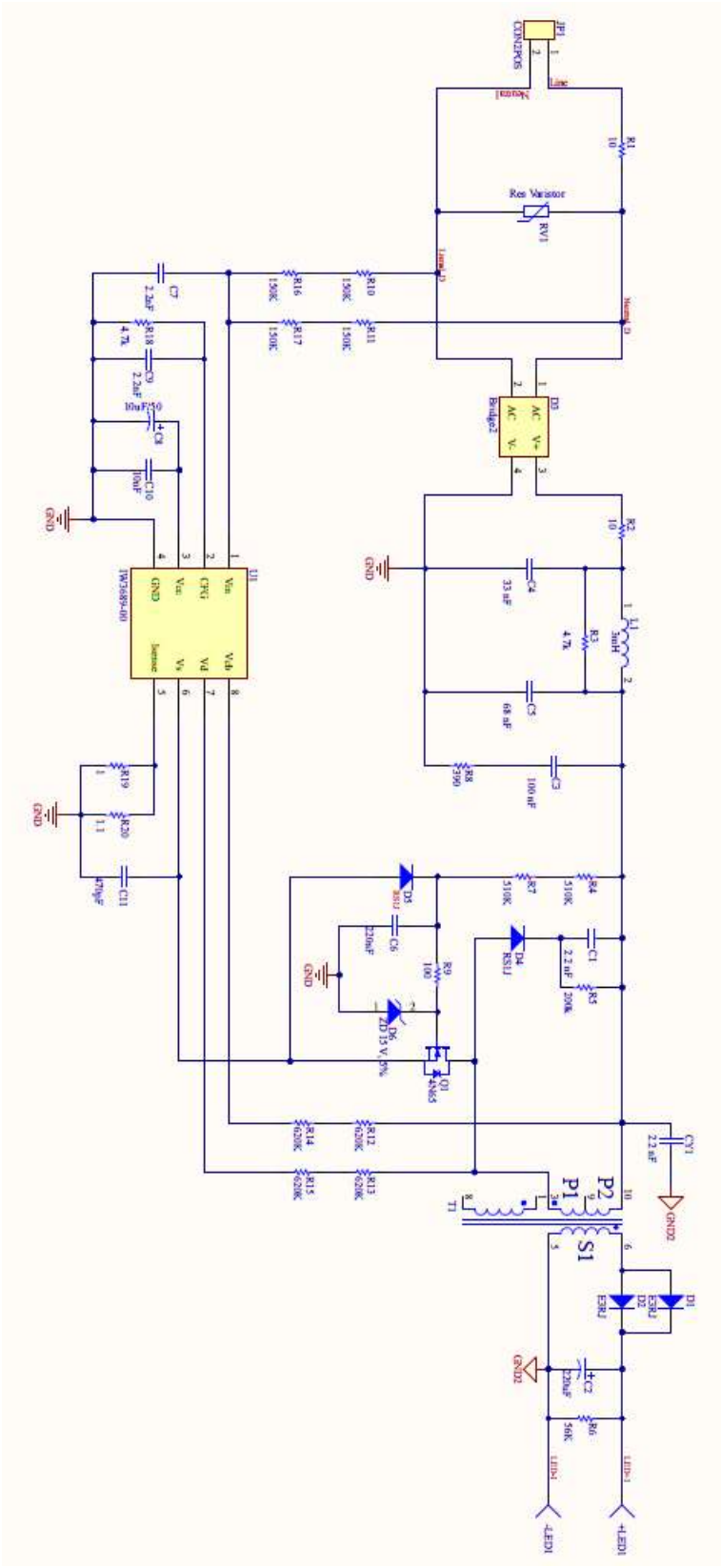
- Isolated/non-isolated off-line $120V_{AC}$/$230V_{AC}$ LED driver up to 25W (Note 1)
- Wide line frequency range (from 45Hz to 66Hz)
- Meets IEC61000-3-2 current harmonic requirement
- Total harmonic distortion < 20% with PF > 0.92
- Excellent dimmer compatibility
  - Leading-edge dimmer
  - Trailing-edge dimmer
  - Digital smart dimmer
- Wide dimming range of 1% to 100%
- Intelligent digital control integrates current sink and V_{CC} maintenance function into power switching circuit
- Advanced IC power management and voltage sensing enables the use of off-the-shelf inductor
- Resonant control to achieve high efficiency (typical >85% without dimmer)
- Excellent AC line distortion immunity ensures quality of product under real-life circumstances
- Over-temperature LED current foldback and shutdown
- Tight LED current regulation (±5%)
- Fast start-up (< 0.5s without dimmer)
- Multiple protection features that include:
  - LED open-circuit and short-circuit protection
  - Current sensing resistor open circuit and short-circuit protection
  - Over-current protection

3 Applications

- Dimmable LED retrofit lamps up to 25W (Note 1)
- Dimmable LED luminaires up to 25W (Note 1)

© 2016 Dialog Semiconductor

Esquemático Point 4.5w



Apéndice B: Hojas de especificaciones y esquemáticos para la luminaria Point de 90W

Lista de componentes de la luminaria Point 90W

POINT ALTO lll 90W 100 - 305V ATENUACION 0 - 10 C/PROTECCION 1000V					
	LISTA DE PARTES				
ITEM	**DESCRIPCION**	**DESIGNADOR**	**CANTIDAD**	**TIPO**	**UNIDAD**
1					PZA
	COMPONENTES THRUHOLE				
2	INDUCTOR TOROIDE 12.7 mm A-2163-0	L1	1	T.H.	pza
3	INDUCTOR *FLYBACK* TRANSFORMER 680 UH EF32 HZ	T1	1	T.H.	pza
4	CAPACITOR POLIPR MKP62 100 nf 305VAC X2 P-10 Part. No.C42Q2104K4F	C1, C6	2	T.H.	pza
5	CAPACITOR POLIPR METALIZADO 470 nf, 450V P-10 mm C372S474K4S Y500	C4	1	T.H.	pza
6	CAPACITOR CERAMICO RAD 2200 pf 300VAC 20% 5 mm VISHAY VY2222M35Y5uS63V7	CY1	1	T.H.	pza
7	CAPACITOR ELECTRL. 47 uf 250V CFX 12.5X20 mm 105°C 5000 HRS AISHI EGS2EM470W20OT	C9	1	T.H.	pza
8	CAPACITOR ELECTROLITICO 10 uf 50V 105°C YXA 5 X 11 mm 5000 HRS (1000h) AISHI ERS1HM100D	C17	1	T.H.	pza
9	CAPACITOR ELECTRL. 820 uf 50V ZLH 105°C 16X20 mm P-7.5 mm 10000 HRS AISHI ERS1HM821L20OT	C2, C3	2	T.H.	pza
10	CAPACITOR POLIE 0.0047 uf/400 Vcd CL23B (P=5.0)	C5	1	T.H.	pza
11	RESISTOR 47 K Ohms 3W 5% AXIAL (5.20 mm X 16.7 mm)	R3	1	T.H.	pza
12	VARISTOR HWR 07D471K 470V 1.2KA DISC 7 mm PaSo 5	VR1, VR2	2	T.H.	pza
13	TERM. BLOCK TLM-300V-03P-G12 VERT. P 5.08	P2	1	T.H.	pza
14	TERM. BLOCK TLM-300V-02P-G12 VERT. P 5	P1, P3	2	T.H.	pza
	COMPONENTES S. M. D				
15	*DIALOG* IW3627-00 SOT23-6 DIGITAL CONSTANT-VOLTAJE led *DRIVER* PFC	U1	1	SMD	pza
16	CTO INTE. IW339-00 *DIALOG*	U2	1	SMD	pza
17	FUSIBLE SMD SLOW-BLOW 25T-020H/L 2A 250VCA	F1	1	SMD	pza
18	SMD CHIP RESISTOR 750 K Ohms 5% @ 1/4W 1206	R10, R6	2	SMD	pza
19	SMD CHIP RESISTOR 1.0 m Ohms 1% @ 1/4W 1206	R1, R8	2	SMD	pza
20	SMD CHIP RESISTOR 100 K Ohms 1% @ 1/4W 1206	R2, R9	3	SMD	pza
21	SMD CHIP RESISTOR 4.7 K Ohms 1% @ 1/8W 0805		1	SMD	pza
22	SMD CHIP RESISTOR 33 K Ohms 5% @ 1/4W 1206	R4, R5	2	SMD	pza
23	SMD CHIP RESISTOR 47 Ohms 1% @ 1/3W 1206	R12	1	SMD	pza
24	SMD CHIP RESISTOR 47 Ohms 1% @ 1/8W 0805	R13	1	SMD	pza
25	SMD CHIP RESISTOR 100 K Ohms 1% @ 1/8W 0805	R18	1	SMD	pza
26	SMD CHIP RESISTOR 1.2 K Ohms 1% 1/8W 0805	R20	1	SMD	pza

	SMD CHIP RESISTOR 0.30 Ohms 1% @ 1/4W 1206	R21, R22, R23, R24, R25	5	SMD	pza
27	SMD CHIP RESISTOR 47 Ohms 1% 1/8W 0805		1	SMD	pza
28	SMD CHIP RESISTOR 10 K Ohms 1% @ 1/8W 0805	R14, R26, R27	3	SMD	pza
29	SMD CHIP RESISTOR 6.2 K Ohms 1% @ 1/8W 0805	R17	1	SMD	pza
30	SMD CHIP RESISTOR 560 Ohms 5% @ 1/8W 0805	R16	1	SMD	pza
31	SMD CHIP RESISTOR 2.2 K Ohms 1% 1/8W 0805	R19	1	SMD	pza
32	SMD CHIP RESISTOR 47 K Ohms 1% 1/8W 0805	R15	1	SMD	pza
33	SMD CHIP RESISTOR 1.0 K Ohms 1% 1/8W 0805	R28, R29	2	SMD	pza
34	SMD CHIP RESISTOR 300 K Ohms 1% @ 1/8W 0805	R30	1	SMD	pza
35	SMD CHIP RESISTOR 470 K Ohms 1% 1/8W 0805	R31	1	SMD	pza
36	SMD CHIP RESISTOR 22 K Ohms 1% 1/8W 0805	R32	1	SMD	pza
37	SMD CHIP RESISTOR 110 K Ohms 5% 2W 2512	R8, R9	2	SMD	pza
38	TRANSISTOR *MOSFET* BSS126H, N-CHANNEL, DEPLETION MODE, 600V, 7mA	Q2	1	SMD	pza
39	TRANSISTOR NPN, 200mA, 400V, MMBTA44-G SOT-23	Q4	1	SMD	pza
40	TRANSISTOR WMM25N80M3, RDS (on)=0.26 Ohms VDS (V) 800V D^2PACK WAYON	Q1, Q3, Q5, QC1	4	SMD	pza
41	TRANSISTOR PNP BC 807-16-7-F 45V 0.5V SOT-23	Q4	1	SMD	pza
42	TRANSISTOR BC 847C SOT-23 DIODES K1M	Q6, Q7	2	SMD	pza
43	TRANSISTOR STN2NF10/MCT04N10-TP	QC1	1	SMD	pza
44	DIODO RECTIFICADOR S3KA 3.0A SMB PANJIT	DB1, DB2, DB3, DB4	4	SMD	pza
45	DIODO FAST 3A, 1000V RS3MB-13-F SMB	D4, D5	2	SMD	pza
46	DIODO RECTIFICADOR 16A 600V MURSD1660CTA DPACK MCC	D1, D2, D3	3	SMD	pza
47	DIODO ZENER 15V BZT52C15 SOD-123	ZD1, ZD2	2	SMD	pza
48	FAST RECOVERY DIODE R1JL SOD-123FL 600V 1A LGE	D6, D7	2	SMD	pza
49	CAPACITOR CERAMICO SMD 100 nf 50V X7R SIZE 0805	C12, C16, C18	3	SMD	pza
50	CAPACITOR CERAMICO 1 nf 50V X7R 0805	C11	1	SMD	pza
51	CAPACITOR CERAMICO SMD 22 pf 25V 10% 0805	C13	1	SMD	pza
52	CAPACITOR CERAMICO SMD 4.7 uf 50V 10% X7R 0805	C8	1	SMD	pza
53	CAPACITOR CERAMICO SMD 1 uf 35V 10% X7R 0805	C14	1	SMD	pza
54	CAPACITOR CERAMICO 22 nf 50V X7R 0805	C15	1	SMD	pza
		COMPONENTES:	85	T.H.	Pzs
		COMPONENTES:	**68**	SMD	Pzs
		TOTAL:	**153**		Pzs

Cálculos del transformador flyback modo crítico del Point de 90W

Mínimo AC voltaje entrada: $V_{in}MIN := 100V$

Máximo AC voltaje entrada: $V_{in}MAX := 305V$

Mínimo frecuencia de línea: $F_{line}MIN := 50\ Hz$

Típica frecuencia de línea: $F_{line} := 60\ Hz$

Área efectiva del flyback: $A_e := 1.54\ mm^2$

Densidad de flujo magnético: $\beta := 3000$

ESPECIFICACIONES DE SALIDA

Máxima corriente de salida: $I_{out} := 2.6\ A$

Mínimo voltaje de salida: $V_{out}MIN := 35V$

Máximo voltaje de salida: $V_{out}MAX := 35.2V$

Salida diodo *forward voltaje*: $V_f := 0.7V$

Mínima potencia de salida: $P_{out}MIN := I_{out} * V_{out}\,MIN$

$P_{out}MIN := 91W$

Máxima potencia de salida: $P_{out}MAX := I_{out} * V_{out}\,MAX$

$P_{out}MAX := 91.52W$

Escoge el máximo Duty-cycle, Max Pout, línea baja: $D_{LL} := 0.4$

Calcula la relación del secundario contra el primario:

$$N_{sp1} := \frac{(1 - D_{LL})(V_{out}MAX + V_f)}{D_{LL} * \sqrt{2} * V_{in}MIN} \qquad N_{sp1} = 0.381$$

Ingrese su valor para N_{ps}(debe ser igual o mayor que N_{sp1}):

$$N_{ps} := 0.47$$

Cálculo de I_{pk} y Lp incluyendo el tiempo muerto

En la parte superior de la sinusoidal:

$$I_{pk} := 4 * I_{out} * \left[\frac{(V_{out}MAX + V_f)}{\sqrt{2} * V_{in}MIN} + N_{sp}\right] \quad I_{pk} := 7.528\ A$$

Se elije L_p para que la frecuencia de conmutación este por debajo de los 130 KHz (fsw) en el voltaje nominal de rango de línea bajo (típico 115V RMS).

$$V_{in}LLtyp := 115V \qquad F_{sw} := 90000\ Hz$$

$$L_p := \frac{1}{2 * F_{SW} * P_{out}MAX} * \left[\frac{\left(V_{out}MAX + V_f\right) * \sqrt{2} * \frac{V_{in}LLtyp}{2}}{V_{out}MAX + V_f + N_{sp} * \left(\sqrt{2} * \frac{V_{in}LLtyp}{2}\right)}\right]^2$$

$$L_{p1} := 9.016\ X\ 10^{-3}$$

Se escoge el valor más apropiado para $\mathrm{L_p}$:

$$L_p := 130\ X\ 10^{-6}$$

Se calcula el número de vueltas del primario

$$N_p := \frac{I_{pk} * L_p * 10^8}{A_e * \beta} \quad N_p := 21.183$$

Se calcula el número de vueltas del secundario

$$N_S := N_{PS} * N_P \qquad N_S := 9.956$$

Cálculo de corriente RMS primaria y secundaria

Corriente RMS primaria en la parte superior del seno (valor RMS durante 1 ciclo de conmutación):

$$I_{pri}RMS := \frac{2}{\sqrt{3}} * \frac{I_{out} * \left(V_{out}MAX + V_f\right)}{V_{in}MIN} * \sqrt{1 + \frac{8 * N_{sp} * \sqrt{2} * V_{in}MIN}{3 * \pi\left(V_{out\ MAX} + V_f\right)}}$$

$$I_{pri}RMS := 1.728$$

Corriente pico secundaria:

$$I_{pk}SEC := \frac{I_{pk}}{N_{sp}} \qquad I_{pk}SEC := 16.017\ A$$

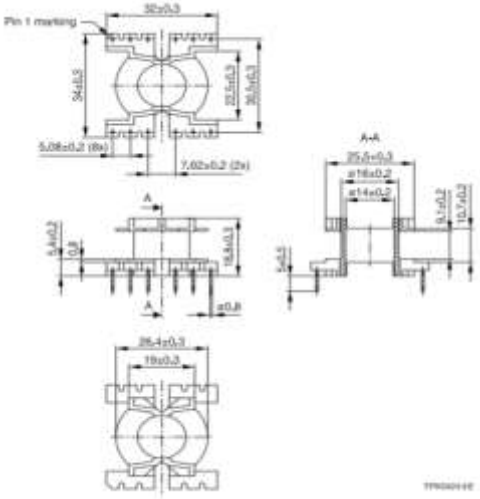
Corriente RMS secundaria en la parte superior del seno (valor RMS durante 1 ciclo de conmutación);

$$I_{sec}RMS := \frac{8}{3 * \sqrt{\pi}} * I_{out} * \sqrt{1 + \frac{3 * \pi\left(V_{out}Max + V_f\right)}{8 * N_{sp} * \left(\sqrt{2} * V_{in}MIN\right)}}$$

$$I_{sec}RMS := 5.004\ A$$

Plano del transformador flyback del Point de 90W

BOBBIN

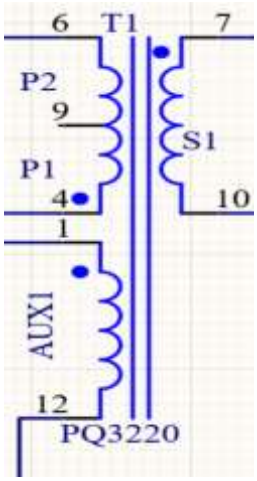


PQ3220

DELETE

PIN 2,3,5,8,11

SCHEMATIC



WINDINGS INFORMATION

WINDING	PIN	TURNS	WIRE AWG	INSULATION
P1	4 - 9	15	40 awg x 50	
S1	7 – 10	10	38 awg x 180	
P2	9 – 6	7	40 awg x 50	
Aux1	1 - 12	3	32 awg x 1	

TEST
INDUCTANCE
130 uH +/- 5% (PIN 4 - 6)
MEASURED AT 1V @ 1 KHz
LEAKEAGE INDUCTANCE: 13uH (PIN 7 - PIN 10)
CONDITION: N_S1 SHORTED (PIN 3 -PIN 5)

WINDINGS BUILD

SPREAD WIDING ON BOBBIN WIDTH

TAPE
AUX1
TAPE
P2
TAPE
S1
TAPE
P1
BOBBIN

IMPORTANT:
INSULATE WIRES CROSSING AND EXIT OF WIRES FROM COIL TO PIN WITH SLEEVING (TUBE) CLASS 155°C

FERRITE CORE INFORAMTION
CORE SIZE: EE13
GAP SIZE: ADJUST AS NEED
CORE MATERIAL: SP3

Tabla de pruebas eléctricas y térmicas de la luminaria Point de 90W

Disipador		**V (~)**	100	127	220	277	**Anotaciones**
P/Térmica		**I(A)**	.928	.717	.417	.347	
Fuente		**P(W)**	92.2	90.7	91.0	9.3	
Montaje		**F.P.**	.993	.997	.989	.978	

Componente	**Valor (° C)**	**Valor (° C)**	**Valor (° C)**	**Valor (° C)**	**Valor (° C)**	**Valor (° C)**	**Valor (° C)**	**Valor (° C)**	**Valor (° C)**	**Valor (° C)**	**Valor (° C)**
R47K SNNUBER	100.4	99.2	95.0	96.9	92.3	92.3	93.9	94.8	101.4	99.1	96.6
INT 1 IW3689	87.6	86.4	85.1	87.0	87.7	87.5	88.6	89.1	96.0	91.1	89.5
RESEN	88.7	87.6	81.3	82.7	85.5	85.2	95.8	95.8	109.3	106.9	104.6
COUT	76.2	79.9	75.0	76.0	77.0	76.7	81.4	79.7	86.2	81.2	77.9
INT 2 IW339	83.8	83.5	78.1	79.3	82.8	82.4	91.3	97.8	104.3	101.8	99.5
FERRITA	86.3	86.5	83.7	84.9	87.2	87.3	92.7	97.9	101.6	99.7	98.0
PR 1	75.6	75.3	68.3	69.2	68.4	68.7	70.3	70.8	77.5	74.9	72.5
R53MB	73.8	73.3	70.9	71.9	79.4	79.5	90.9	91.0	103.3	100.9	98.9
25N80	93.6	93.6	92.7	92.2	95.7	97.3	100.4	98.3	103.0	100.3	98.6
PR 2	82.4	81.8	75.5	73.3	73.0	74.0	77.4	78.2	85.7	84.5	82.0
1 25n80	75.4	75.3	73.7	72.4	86.0	85.4	101.4	100.3	115.2	112.2	110.6
2 25n80	72.1	71.3	68.7	67.8	78.5	78.9	88.9	88.1	100.2	98.2	96.5
1 MURLD166	84.3	84.6	83.8	82.7	85.8	85.1	88.7	89.1	94.2	91.6	90.2
BOBINA	95.0	94.6	91.5	91.4	96.7	95.3	101.5	100.0	108.5	106.1	104.2
2 MURLD166	84.5	83.9	83.0	82.2	85.4	84.8	88.1	89.1	94.2	91.2	89.3
3 25n80	73.2	73.4	72.2	71.4	84.5	82.8	97.5	97.3	114.1	111.6	109.9
PF	0.993	0.993	0.996	0.997	0.989	0.988	0.978	0.978	0.972	0.973	0.973
Corriente	0.928	0.928	0.712	0.717	0.416	0.417	0.346	0.347	0.325	0.376	0.327
Voltaje:	100	100	127	127	220	220	277	277	305	305	305
Potencia	92.2	92.4	90.9	90.7	90.9	91.0	93.9	94.3	96.8	97.1	97.4
Ambiente	26.4	26.2	26.4	26.5	26.3	26.0	24.3	26.6	27.2	27.1	26.5
Tiempo de Prueba	1H	2H	1H	1H	1H	1H	2H	1H	1H	1H	1H

Hoja de especificaciones del LED Citiled CLU711-1204C4-273M2K1

CITILED.
The Light Engine

2. Performance Characteristics

2-1. Electro Optical Characteristics

(Tj=85C)

Product code	Nominal CCT	CRI		Luminous flux (lm)			Efficacy (lm/W)	Forward Current (mA)	Voltage (V)			Thermal Resistance Rj-c (C/W)
		Ra	R9	Tj=85C		Tc=25C*						
		Min.	Min.	Min.	Typ.	Typ.	Typ.		Min.	Typ.	Max.	
CLU711-1204C4-403H5K2	4000K	90	≧50	2,420	2,750	2,942	104	700	34.5	37.6	40.7	0.91
CLU711-1204C4-353H5K2	3500K	90	≧50	2,358	2,680	2,867	102	700	34.5	37.6	40.7	0.91
CLU711-1204C4-303H5K2	3000K	90	≧50	2,234	2,539	2,716	96	700	34.5	37.6	40.7	0.91
CLU711-1204C4-273H5K2	2700K	90	≧50	2,124	2,414	2,583	92	700	34.5	37.6	40.7	0.91
CLU711-1204C4-503M2K1	5000K	80	>0	2,930	3,330	3,563	127	700	34.5	37.6	40.7	0.91
CLU711-1204C4-403M2K1	4000K	80	>0	2,917	3,315	3,547	126	700	34.5	37.6	40.7	0.91
CLU711-1204C4-353M2K1	3500K	80	>0	2,857	3,247	3,474	123	700	34.5	37.6	40.7	0.91
CLU711-1204C4-303M2K1	3000K	80	>0	2,757	3,133	3,352	119	700	34.5	37.6	40.7	0.91
CLU711-1204C4-273M2K1	2700K	80	>0	2,658	3,021	3,232	115	700	34.5	37.6	40.7	0.91
CLU711-1204C4-50AL7K3	5000K	70	-	3,050	3,466	3,708	132	700	34.5	37.6	40.7	0.91

Notes :

1. Citizen Electronics maintains a tolerance of ± 10% on luminous flux measurements.
2. Citizen Electronics maintains a tolerance of ± 3% on forward voltage measurements.
3. Citizen Electronics maintains a tolerance of ± 1 on Ra measurements.

** : Values of Luminous flux at Tc=25C are provided as reference only.

2-2. Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Rating	
Input Power (W)	Pi	41.2	*1
Forward Current (mA)	If	920	*1
Reverse Current (mA)	Ir	1	
Operating Temperature (C)	Top	-40 ~ +100	
Storage Temperature (C)	Tst	-40 ~ +100	
Case Temperature (C)	Tc	105	*2
Junction Temperature (C)	Tj	140	*3

*1. Input power and forward current are the values when the LED is used within the range of the derating curve in this data sheet.

*2. Refer to 3. Outline drawing for Tc measurement point.

*3. D.C. Current : Tj = Tc + Rj-c × Pi

Copyright © 2010 CITIZEN ELECTRONICS CO., LTD. All Rights reserved.

CITIZEN ELECTRONICS CO., LTD.
1-23-1, Kamikurechi, Fujiyoshida-shi, Yamanashi, 403-0001, Japan
Tel. +81-555-23-4121 http://ce.citizen.co.jp

Ref.CE-0152P-201801

Hoja de especificaciones del puente de diodos S3KA 3.0A SMB PANJIT

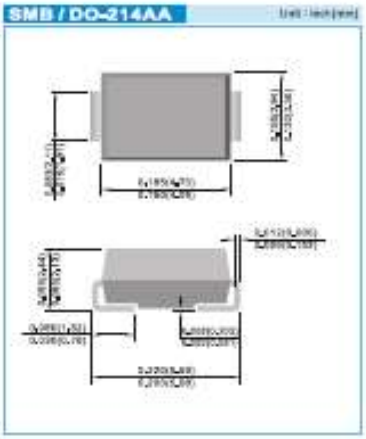
PANJIT SEMICONDUCTOR

FR2A~FR2M

SURFACE MOUNT FAST RECOVERY RECTIFIER

VOLTAGE 50 to 1000 Volt CURRENT 2 Ampere

SMB / DO-214AA

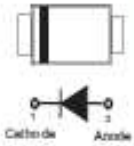


FEATURES

- For surface mounted applications in order to optimize board space
- Easy pick and place
- Fast Recovery times for high efficiency
- Plastic package has Underwriters Laboratory Flammability Classification 94V-O
- Glass passivated junction
- Lead free in compliance with EU RoHS 2.0
- Green molding compound as per IEC 61249 standard

MECHANICAL DATA

- Case: JEDEC DO-214AA molded plastic
- Terminals: Solder plated, solderable per MIL-STD-750,Method 2026
- Polarity: Color band denotes cathode end
- Standard packaging: 12mm tape (EIA-481)
- Weight: 0.0032 ounces, 0.092 grams



MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Ratings at 25°C ambient temperature unless otherwise specified. Single phase, half wave, 60 Hz, resistive or inductive load.
For capacitive load, derate current by 20%.

PARAMETER	SYMBOL	FR2A	FR2B	FR2D	FR2G	FR2J	FR2K	FR2M	UNITS
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	V_{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum RMS Voltage	V_{RMS}	35	70	140	280	420	560	700	V
Maximum DC Blocking Voltage	V_{DC}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum Average Rectified Current	$I_{F(AV)}$	2							A
Peak Forward Surge Current : 8.3ms single half sine-wave superimposed on rated load	I_{FSM}	50							A
Maximum Forward Voltage at 2A	V_F	1.3							V
Maximum DC Reverse Current at Rated DC Blocking Voltage T_J=25°C / T_J=125°C	I_R	1 / 150							μA
Maximum Reverse Recovery Time (Notes 1)	t_{rr}	150				250	500		ns
Maximum Junction Capacitance (Notes 2)	C_J	40							pF
Typical Junction Resistance (Notes 3) / (Notes 4) / (Notes 5)	$R_{\theta JA}$ / $R_{\theta JL}$ / $R_{\theta JA}$	20 / 12.5 / 125							°C / W
Operating Junction and Storage Temperature Rating	T_J,T_{STG}	-50 to +150							°C

NOTES:1. Reverse Recovery Test Conditions: I_F=0.5A, I_R=-1A, I_{rr}=-0.25A
2. Measured at 1 MHz and applied V_R = 4 volts.
3. 8mm² (0.013mm thick) land areas.
4. Mounted on a FR4 PCB with 100cm² copper pad area
5. Mounted on a FR4 PCB with min. copper pad area .

May 7,2018-REV.07 PAGE . 1

Hoja de especificaciones del MOSFET WMM25N80M3

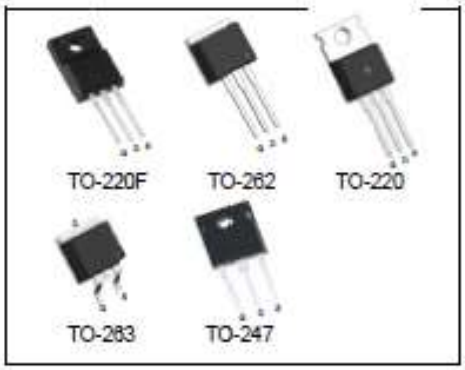
CYGWAYON

WML25N80M3, WMM25N80M3
WMN25N80M3, WMJ25N80M3, WMK25N80M3

800V 0.21Ω Super Junction Power MOSFET

Description

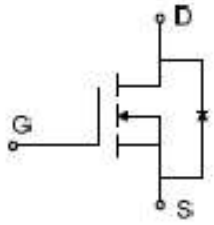
WMOS™ M3 is Wayon's 3rd generation 800V super junction MOSFET family that is utilizing charge balance technology for extremely low on-resistance and low gate charge performance. WMOS™ M3 is suitable for applications which require superior power density and outstanding efficiency.



Features

- V_{DS} =850V @ $T_{J,max}$
- Typ. $R_{DS(on)}$ =0.21Ω
- 100% UIS tested
- Pb-free plating, Halogen free

RoHS compliant



Applications

LED Lighting, Charger, Adapter, PC, LCD TV, Server

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	WMN/WMM/WMJ/WMK	WML	Unit
Drain-source voltage	V_{DSS}	800		V
Continuous drain current[1] (T_C = 25°C)	I_D	21		A
(T_C = 100°C)		12		A
Pulsed drain current[2]	I_{DM}	78		A
Gate-source voltage	V_{GS}	±30		V
Avalanche energy, single pulse[3]	E_{AS}	450		mJ
Avalanche energy, repetitive[2]	E_{AR}	0.25		mJ
Avalanche current, repetitive[2]	I_{AR}	4		A
Power dissipation (T_C = 25°C)	P_D	250	38	W
- Derate above 25°C		2.0	0.3	W/°C
Operating and storage temperature range	T_J, T_{stg}	-55 to +150		°C
Continuous diode forward current[1]	I_S	21		A
Diode pulse current[2]	$I_{S,pulse}$	78		A

Thermal Characteristics

Parameter	Symbol	WMN/WMM/WMJ/WMK	WML	Unit
Thermal resistance, junction-to-case	$R_{\theta JC}$	0.55	3.6	°C/W
Thermal resistance, junction-to-ambient	$R_{\theta JA}$	62	80	°C/W

Hoja de especificaciones del diodo de conmutación rápida MURSD1660CTA

Features

- Halogen Free Available Upon Request By Adding Suffix "-HF"
- Lead Free Finish/RoHS Compliant (Note1) ("P"Suffix Designates Compliant. See Ordering Information)
- Epoxy Meets UL 94 V-0 Flammability Rating
- Moisture Sensitivity Level 1
- Low Switching Losses and High Efficiency
- Low Reverse Leakage
- Ultrafast Recovery Time

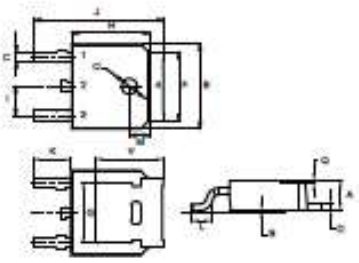
16 Amp
FRED Rectifiers
600 Volts

Maximum Ratings

- Operating Junction Temperature Range: -55°C to +150°C
- Storage Temperature Range: -55°C to +150°C
- Typical Thermal Resistance: 3°C/W Junction to Case

MCC Part Number	Device Marking	Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	Maximum RMS Voltage	Maximum DC Blocking Voltage
MURSD1660CTA	MURSD1660CTA	600V	420V	600V

DPAK(TO-252)



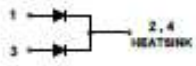
Electrical Characteristics @ 25°C Unless Otherwise Specifie

Average Rectified Forward Current	$I_{F(AV)}$	16A	T_C = 75°C
Peak Forward Surge Current	I_{FSM}	100A	8.3ms,Half Sine
Instantaneous Forward Voltage	V_F	1.4V(Typ) 1.6V(Max) 1.35V(Max)	I_F=8A; T_J=25°C I_F=8A; T_J=25°C I_F=8A; T_J=125°C
Maximum Reverse Current At Rated DC Blocking Voltage	I_R	5μA 50μA	T_J=25°C; T_J=125°C
Maximum Reverse Recovery Time	t_{rr}	35ns	I_F=0.5A; I_R=1.0A; I_{RR}=0.25A
Typical Junction Capacitance	C_J	35pF	Measured at 1.0MHz, V_R=4.0V

Note:1. High Temperature Solder Exemptions Applied, See EU Directive Annex 7a.

DIMENSIONS					
DIM	INCHES		MM		NOTE
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	0.087	0.094	2.20	2.40	
B	0.000	0.005	0.00	0.13	
C	0.026	0.034	0.66	0.86	
D	0.018	0.023	0.46	0.58	
E	0.256	0.264	6.50	6.70	
F	0.201	0.215	5.10	5.46	
G	0.190		4.83		
H	0.236	0.244	6.00	6.20	
I	0.086	0.094	2.18	2.39	
J	0.386	0.409	9.80	10.40	
K	0.114		2.90		
L	0.055	0.067	1.40	1.70	
M	0.063		1.60		
O	0.043	0.051	1.10	1.30	
Q	0.000	0.012	0.00	0.30	
V	0.211		5.35		

Internal Structure:



This datasheet has been downloaded from http://www.digchip.com at this page

Hoja de especificaciones del capacitor electrolítico 820 uf 50V ZLH 105°C P-7.5 mm 10000 HRS AISHI

RS series

- High performance, high reliability
- Low impedance, high ripple current, long life
- Endurance: 4,000~10,000 hours at 105°C
- RoHS Compliant

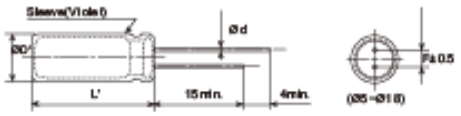
SPECIFICATIONS

Items	Characteristics										
Category Temperature Range	-40~+105°C										
Rated Voltage Range	6.3~120Vdc										
Capacitance Tolerance	±20%(M) (at 20°C, 120Hz)										
Leakage Current	I≤0.01CV or 3μA, whichever is greater. Where, I: Max. leakage current (μA), C: Nominal capacitance (μF), V: Rated voltage (V) (at 20°C after 2 minutes)										
Dissipation Factor (tanδ)	Rated Voltage(Vdc)	6.3	10	16	25	35	50	63	80	100	120
	Dissipation Factor (Max.)	0.22	0.19	0.16	0.14	0.12	0.10	0.09	0.08	0.08	0.12
	When nominal capacitance exceeds 1,000μF, add 0.02 to the value above for each 1,000μF increase. (at 20°C, 120Hz)										
Low Temperature Characteristics (Max. Impedance Ratio)	Rated Voltage(Vdc)	6.3	10	16	25	35	50	63	80	100	120
	Z(-25°C)/Z(+20°C)	4	3	2							3
	Z(-40°C)/Z(+20°C)	8	6	4	3						6 (at 120Hz)
Endurance	The specifications listed below shall be satisfied when the capacitors are restored to 20°C after DC voltage plus rated ripple current is applied for as specified period of time at 105°C.										
	Capacitance Change: ≤±20% of the initial value (6.3~10Vdc: ≤±30%)										
	Dissipation Factor: ≤200% of the initial specified value										
	Leakage Current: ≤The initial specified value										

Case Dia	Load life (hours)	
	6.3~10 Vdc	16~120 Vdc
ØD≤6.3	4,000	5,000
ØD=8&10	6,000	7,000
ØD≥12.5	8,000	10,000

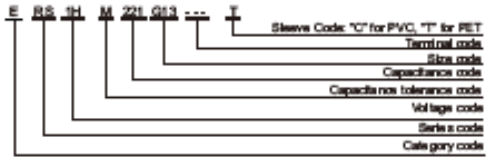
Shelf Life	The following specifications shall be satisfied when the capacitors are restored to 20°C after leaving them under no load at 105°C for 1,000 hours.
	Capacitance Change: ≤±20% of the initial value (6.3~10Vdc: ≤±30%)
	Dissipation Factor: ≤200% of the initial specified value
	Leakage Current: ≤200% of the initial specified value

DIMENSIONS[mm]



ØD	5	6.3	8		10	12.5	13	16	18
Ød	0.5	0.5	0.5	0.6	0.6	0.6	0.6	0.8	0.8
F	2.0	2.5	3.5		5.0	5.0	5.0	7.5	7.5
ØD'	ØD+0.5max.								
L'	L+2max.								

PART NUMBERING SYSTEM



RATED RIPPLE CURRENT MULTIPLIERS

Frequency correction factor for ripple current

Cap.(μF) \ Freq.(Hz)	120	1k	10k	100k
Cap.<220	0.40	0.75	0.90	1.00
220≤Cap.<680	0.50	0.85	0.94	1.00
680≤Cap.<2200	0.60	0.87	0.95	1.00
2200≤Cap.<4700	0.75	0.90	0.95	1.00
Cap.≥4700	0.85	0.95	0.98	1.00

Radial Type

Hoja de especificaciones del circuito integrado iw3627-00

Off-Line Digital Constant-Voltage LED Driver with Power Factor Correction

1 Description

The iW3627 is a high-performance single-stage AC/DC constant voltage (CV) controller with high power factor correction. It supports most commonly used isolated and non-isolated topologies including flyback, buck-boost, and buck. The device operates in constant on-time mode to achieve high power factor (>0.9) across a wide load range. It can achieve excellent output voltage regulation over line and load variation without the need for a secondary feedback circuit. It also eliminates the need for external loop compensation while maintaining stability over all operating conditions with different types of loads, including downstream DC-DC converter, constant current (CC) load, LED load, and constant resistive (CR) load. The iW3627 integrates a proprietary technique that adaptively adjusts output voltage limits to maintain overshoot and undershoot transients to less than 10% of the nominal output voltage for any load transient. The iW3627 operates in pulse-frequency-modulation (PFM) mode at light load to eliminate audible noise, and at the same time achieving less than 200mW no-load standby power consumption.

Dialog's innovative proprietary technology maximizes the iW3627 performance in a tiny SOT-23 package. The iW3627 provides maximum design flexibility by providing two multi-function pins that allow users to configure maximum and minimum switching frequencies with no cost or size impact. In addition to providing input voltage sensing for input under-voltage protection, the V_{IN} pin also enables the active start-up scheme to achieve the shortest possible start-up time without sacrificing active efficiency.

2 Features

- All-in-one low-cost off-line high power factor (PF) constant voltage (CV) controller supports flyback, buck-boost, and buck topologies in isolated or non-isolated designs
- Primary-side control achieves very tight line and load regulation (±3%)
- Enhanced MOSFET driver supports output power up to 90W or above in a tiny SOT-23 package
- User-configurable minimum switching frequency (500Hz/1kHz) ensures no-load standby power consumption < 200mW or below
- Internal loop compensation ensures stable operation with different types of loads: downstream DC-DC converter, constant current (CC) load, LED load, and constant resistive (CR) load
- Supports wide range of output capacitance (with output voltage ripple ranging from 1% to 20% at full load)
- Supports universal AC input ($90V_{AC}$ – $277V_{AC}$) and DC input
- Adaptively adjusted output voltage limits accommodating different load conditions ensures <10% overshoot and undershoot for any load transient
- User-configurable maximum PWM switching frequency (90kHz or 120kHz)
- Built-in soft-start achieves fast and smooth start-up for all different operating conditions
- Active start-up scheme enables fastest possible start-up
- Built-in single-point fault protection features: output over-load, output over-voltage, output short and input voltage under-voltage protections
- Built-in over-temperature protection
- No audible noise over entire operating range

3 Applications

- Smart LED lighting
- LED lighting ballast
- Front-end pre-regulator

© 2017 Dialog Semiconductor

Hojas de especificaciones del integrado iw339-00

SSL Interface Controller for Analog (0-10V), PWM, and Resistor Dimming with Optocoupler Delay Elimination

1 Description

The iW339 is a PWM signal generator that works with three different types of dimming inputs, 0-10V PWM dimming, 0-10V linear dimming or simple dimming using a single resistor to ground from the DIM pin. The iW339 converts either of these three signals into a 0%-100% PWM duty cycle that can then be used to provide a dimming signal to a primary-side LED driver such as the iW3638, removing the need for transformers or other driver circuitry. The output of the iW339-01 is optimized in such a way as to remove the impact of the non-linear delay typical of optocouplers. The output of the iW339-00 provides a standard PWM output.

The output PWM frequency can be programmed from 100Hz to 50kHz through a single capacitor to ground. The input to the iW339 integrates the necessary current source to interface with both active and passive 0-10V dimmers without additional circuitry, while the output can drive an optocoupler to provide isolated dimming control from the secondary to the primary.

2 Features

- 15V to 60V operating voltage
- 3-in-1 dimmer interface
  - 0-10V linear dimming
  - 0-10V PWM dimming
  - Single resistor dimming
- SOIC-8 package
- Low power shutdown mode
- 0% to 100% PWM output
  - 1% PWM duty cycle tolerance
  - Selectable frequency range via external capacitor
  - Unique duty cycle drive to account for non-linear optocoupler delay
- Integrated current source for driving 0-10V dimmer
- Integrated optocoupler driver for isolated applications

3 Applications

- 0-10V LED dimming application
- 3-in-1 LED driver interface chip (0-10V linear, 0-10V PWM and R dimming) dimming LED driver application

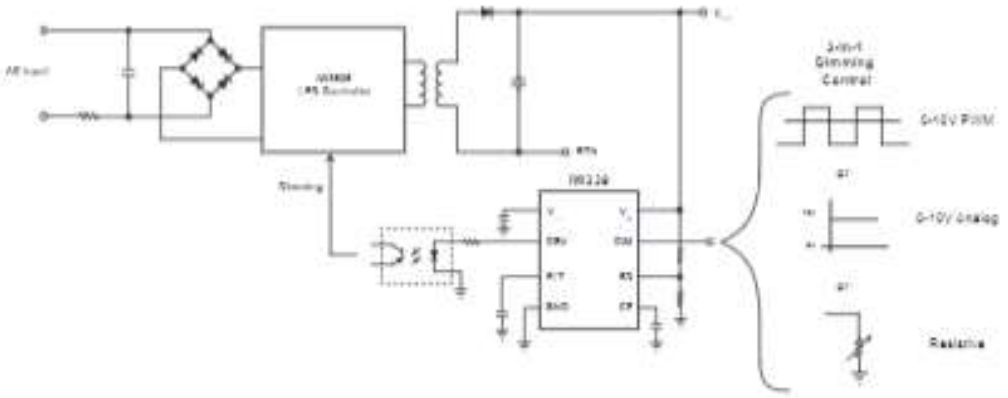
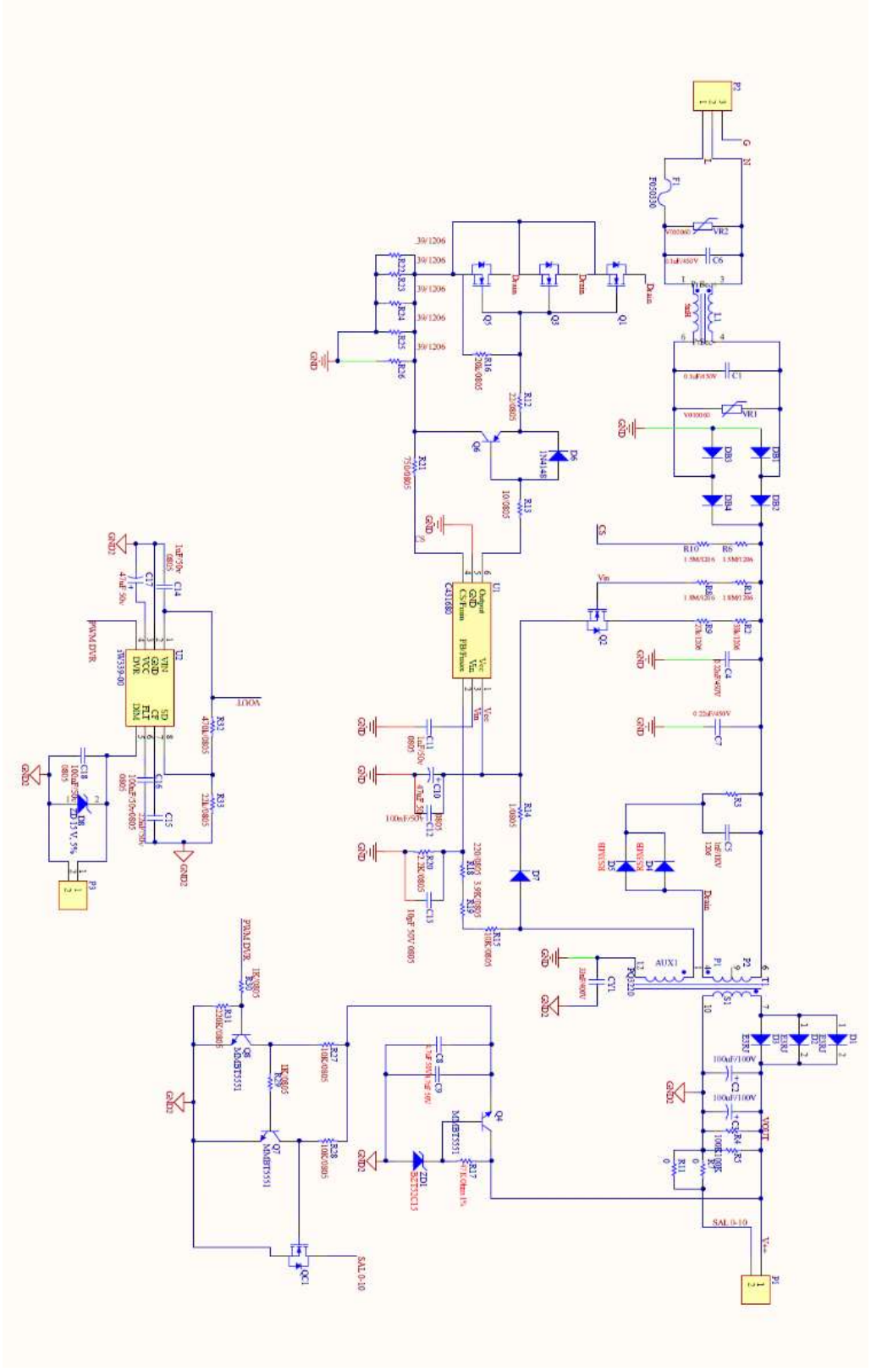


Figure 3.1 : IW339 Typical Application Circuit

© 2017 Dialog Semiconductor

Esquemático Point 90W