

DRIVER DE POTENCIA DIMERIZABLE PARA UN ARREGLO DE LEDS

**RAFAEL GIL BERNAL
DANIEL FELIPE DÍAZ CARO**

**UNIVERSIDAD PEDAGÓGICA Y TECNOLÓGICA DE COLOMBIA
FACULTAD DE INGENIERÍA
ESCUELA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA
TUNJA
2017**

DRIVER DE POTENCIA DIMERIZABLE PARA UN ARREGLO DE LEDS

RAFAEL GIL BERNAL

DANIEL FELIPE DÍAZ CARO

Trabajo de grado para optar al título de

INGENIERO ELECTRÓNICO

Director del Proyecto

ING. MSc. OSCAR MAURICIO HERNÁNDEZ GÓMEZ

UNIVERSIDAD PEDAGÓGICA Y TECNOLÓGICA DE COLOMBIA

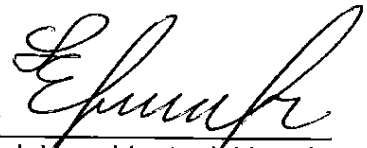
FACULTAD DE INGENIERÍA

ESCUELA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

TUNJA

2017

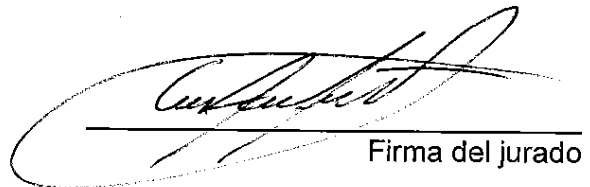
Nota de aceptación:



Firma del presidente del jurado



Firma del jurado



Firma del jurado

Tunja, 19 de octubre de 2017

La autoridad científica de la Facultad de Ingeniería reside en ella misma, por tanto no responde por las opiniones expresadas en este proyecto de investigación.

Se autoriza su uso y reproducción indicando su origen.

Dedicado a las personas más importantes de mi vida, mi familia, quienes siempre me han acompañado en las metas que me he propuesto, especialmente mi madre que con amor y sacrificio me ha dado lo mejor.

A la profe Ana Delfina Forero por su constante apoyo y siempre creer en mí.

Rafael Gil Bernal

Dedicado a mis padres, Hector y Luz Mery, y a mi hermana Jennifer por su amor y apoyo incondicional, por guiarme en cada paso que doy en mi vida y por motivarme siempre a ser una mejor persona. A ellos dedico todos mis triunfos.

Daniel Felipe Díaz Caro

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, agradecemos a Dios por concedernos la vida, la salud y la sabiduría para enfrentar los desafíos que se presentan en nuestro día a día, además de permitirnos alcanzar las metas que nos proponemos. A nuestras familias por el apoyo incondicional y su esfuerzo por hacer de nosotros personas integrales.

Damos gracias al Ingeniero Oscar Mauricio Hernández por su acompañamiento y orientación en el desarrollo de este proyecto, compartiéndonos sus conocimientos y experiencias en el tema. A los Ingenieros Ilber Adonayt Ruge, Fabián Rolando Jiménez, Josie Esteban Rodríguez, Orlando Fernández y Edward Wilder Caro por los conocimientos y consejos aportados en el transcurso de este trabajo y a todas aquellas personas que contribuyeron en nuestra formación como ingenieros.

A nuestros amigos por brindarnos su apoyo a lo largo de este camino emprendido y quienes, sin duda, aportaron grandes enseñanzas a nuestras vidas.

CONTENIDO

	Pág.
INTRODUCCIÓN	15
PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	17
JUSTIFICACIÓN	18
OBJETIVOS	20
1. CONVERTIDORES CONMUTADOS DE POTENCIA	21
1.1. TIPOS DE CONVERTIDORES	21
1.1.1. Convertidores AC/DC	21
1.1.2. Convertidores AC/AC	21
1.1.3. Convertidores DC/AC	22
1.1.4. Convertidores DC/DC	22
1.2. TOPOLOGÍAS DE CONVERTIDORES AC/DC PARA ILUMINACIÓN LED	22
1.2.1. Convertidor Boost	23
1.2.2. Convertidor Buck	24
1.2.3. Convertidor Buck-Boost	26
1.2.4. Convertidor SEPIC	28
1.2.5. Convertidor Flyback	30
1.3. SELECCIÓN DE LA TOPOLOGÍA DEL CONVERTIDOR	32
2. MODELO MATEMÁTICO DEL CONVERTIDOR FLYBACK	34
2.1. MODELO PROMEDIO DE CONMUTACIÓN DCM	34
2.2. ANÁLISIS EN ESTADO ESTACIONARIO	42
2.3. ANÁLISIS DE PEQUEÑA SEÑAL	42
2.4. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA $G_{vgs} d = 0$	46
2.5. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA $G_{vds} vg = 0$	47
3. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL CONVERTIDOR FLYBACK	49
3.1. DESCRIPCIÓN DEL CONVERTIDOR Y DEFINICIÓN DE ESPECIFICACIONES DE DISEÑO	49
3.2. SELECCIÓN DEL CONDENSADOR DE ENTRADA C_{in}	50
3.3. DISEÑO DEL TRANSFORMADOR	50
3.4. SELECCIÓN DE LOS ELEMENTOS SEMICONDUCTORES	53

3.5. SELECCIÓN DEL CAPACITOR DE SALIDA C_{out}	53
3.6. DISEÑO DE LA RED SNUBBER	54
3.7. PRUEBAS A LAZO ABIERTO DEL CONVERTIDOR	56
4. DISEÑO DE LA ESTRATEGIA DE CONTROL	58
4.1. IDENTIFICACIÓN DE LAS CARACTERÍSTICAS DE LA CARGA	58
4.2. TÉCNICA DE CONTROL <i>GAIN SCHEDULING</i>	59
4.3. OBTENCIÓN DE LOS MODELOS EN LOS PUNTOS DE OPERACIÓN	59
4.4. DISEÑO DEL CONTROLADOR PI	61
4.5. DISEÑO DEL PROGRAMADOR DE GANANCIAS DIFUSO	66
4.5.1. Definición de los conjuntos difusos de entrada	66
4.5.2. Definición de los conjuntos difusos de salida	68
4.5.3. Definición de la base de reglas	69
5. IMPLEMENTACIÓN DE LA ESTRATEGIA DE CONTROL Y EVALUACIÓN DEL CONVERTIDOR	70
5.1. IMPLEMENTACIÓN DE LA ESTRATEGIA DE CONTROL	70
5.1.1. Acondicionamiento de la señal de referencia	70
5.1.2. Circuito de realimentación y su acondicionamiento	70
5.1.3. Sincronización de la lectura del sensor	72
5.1.5. Implementación del programador de ganancias difuso:	73
5.2. EVALUACIÓN DEL CONVERTIDOR	76
5.2.2. Evaluación de consumo y calidad de la energía	77
6. CONCLUSIONES	80
7. TRABAJOS FUTUROS	81
BIBLIOGRAFÍA	82
REFERENCIAS	83

LISTA DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1. Comparación de las diferentes topologías descritas.	32
Tabla 2. Selección del convertidor para la aplicación.	33
Tabla 3. Parámetros de diseño del convertidor.	49
Tabla 4. Valores de ganancias y tiempos de respuesta para cada rango de operación.	60
Tabla 5. Ganancias, tiempos de respuesta y funciones de transferencia de los rangos de operación.	61
Tabla 6. Especificaciones de diseño para el controlador PI en cada uno de los rangos de operación.	62
Tabla 7. Controlador PI obtenido para cada uno de los rangos de operación.	64
Tabla 8. Valor de las constantes A y B de la ecuación recursiva del controlador PI para cada uno de los rangos de operación.	65
Tabla 9. Reglas difusas para la programación de variables del controlador.	69
Tabla 10. Tiempo de estabilización y máximo sobrepico en cada uno de los rangos evaluados.	76

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Diagrama de bloques de un convertidor AC/DC para iluminación LED.	23
Figura 2. Topología básica de un convertidor Boost.	23
Figura 3. Topología básica de un convertidor Buck.	25
Figura 4. Topología básica de un convertidor Buck-Boost.	26
Figura 5. Topología básica de un convertidor Sepic.	28
Figura 6. Topología básica de un convertidor Flyback.	30
Figura 7. Red de conmutación para el convertidor Flyback.	35
Figura 8. Forma de onda para la tensión del MOSFET en un convertidor Flyback en DCM.	35
Figura 9. Forma de onda de la tensión del diodo en un convertidor Flyback en DCM.	36
Figura 10. Forma de onda de la corriente en la inductancia de magnetización de un convertidor Flyback en DCM.	37
Figura 11. Forma de onda de la corriente en el MOSFET de un convertidor Flyback en DCM.	37
Figura 12. Forma de onda de la corriente en el diodo de un convertidor Flyback en DCM.	38
Figura 13. Forma de onda de la tensión en la inductancia de magnetización de un convertidor Flyback en DCM.	39
Figura 14. (a) Red general de dos elementos de conmutación. (b) Modelo promedio de conmutación correspondiente en DCM.	41
Figura 15. Modelo LFR para el convertidor Flyback en DCM.	41
Figura 16. Circuito DC equivalente del modelo LFR del convertidor Flyback en DCM.	42
Figura 17. Circuito AC de pequeña señal equivalente del modelo LFR del convertidor Flyback en DCM.	43
Figura 18. Circuito AC de pequeña señal del convertidor Flyback en DCM para la función de transferencia $G_{vgs} _d = 0$.	47
Figura 19. Circuito AC de pequeña señal del convertidor Flyback en DCM para la función de transferencia $G_{vds} _{vg} = 0$.	47
Figura 20. Circuito del convertidor Flyback AC-DC.	49
Figura 21. Red RCD para convertidores Flyback.	54
Figura 22. Voltaje de drain a source del transistor MOSFET del convertidor Flyback con red RCD.	55
Figura 23. Circuito de control y driver para el disparo del MOSFET.	56
Figura 24. Voltaje de gate a source del MOSFET (CH1) y voltaje de drain a source del MOSFET (CH2).	57
Figura 25. Tensión de salida del convertidor.	57

Figura 26. Circuito para la caracterización de la cadena de LEDs.	58
Figura 27. Curva característica de la cadena de LEDs.	58
Figura 28. Curva de reacción para el rango de operación de 29 a 31 V.	60
Figura 29. Diagrama de bloques básico de un control Proporcional Integral.	62
Figura 30. Diagrama de bloques del control Fuzzy Gain Scheduling.	66
Figura 31. Conjuntos difusos para la señal de error.	67
Figura 32. Conjuntos difusos para la tensión de salida.	67
Figura 33. Conjuntos difusos para la constante A.	68
Figura 34. Conjuntos difusos para la constante B.	68
Figura 35. Circuito de realimentación de la tensión de salida.	71
Figura 36. Curva de caracterización del circuito de realimentación.	71
Figura 37. Señal de control (CH1), Señal entregada por el sensor (CH2), señal auxiliar que indica el inicio de la interrupción (CH3) y señal auxiliar que indica el punto en que se realiza la lectura de la señal del sensor (CH4).	72
Figura 38. Efecto del arranque suave del convertidor.	73
Figura 39. Diagrama de flujo para la implementación del controlador FGS.	74
Figura 40. Circuito completo del convertidor implementado.	75
Figura 41. Respuesta del convertidor para un cambio de referencia de 31.6 a 33 V.	76
Figura 42. Tensión de salida (CH2) y señal de referencia (CH1) del convertidor.	77
Figura 43. Formas de onda del voltaje y corriente de entrada (Izquierda) y mediciones de potencia (derecha) para el máximo voltaje de salida.	78
Figura 44. Contenido armónico de la corriente de entrada para la máxima tensión de salida.	78
Figura 45. Formas de onda del voltaje y corriente de entrada (Izquierda) y mediciones de potencia (derecha) para el mínimo voltaje de salida.	79
Figura 46. Contenido armónico de la corriente de entrada para la mínima tensión de salida.	79

LISTA DE ANEXOS

Anexo A. Hoja de especificaciones del puente rectificador KBP206.

Anexo B. Hoja de especificaciones del MOSFET IRF840.

Anexo C. Hoja de especificaciones del diodo MUR460.

Anexo D. Curvas de reacción a lazo abierto para la obtención de los modelos de los rangos de operación planteados.

Anexo E. Respuesta del convertidor controlado frente a cambios en la referencia.

Nota: los anexos se encuentran en el CD-ROM.

RESUMEN

En este trabajo se presenta el diseño, implementación y evaluación de un convertidor conmutado para alimentar una cadena de LEDs a partir de la red eléctrica monofásica. Este convertidor tiene un controlador digital, implementado en un microcontrolador PIC16F873A, que permite variar la tensión de salida en un rango de 31 a 37 V y, por consiguiente, la intensidad luminosa de la lámpara, dándole a ésta la característica de ser dimerizable. Dicho trabajo fue desarrollado dentro del semillero de investigación en electrónica de potencia S-PERD de la Escuela de Ingeniería Electrónica extensión Tunja.

Inicialmente se realizó una revisión de algunas topologías utilizadas en convertidores AC/DC para iluminación LED, describiendo sus principales ventajas y desventajas. Las topologías analizadas son: Boost, Buck, Buck-Boost, SEPIC y Flyback. A partir de la comparación de la información recopilada, se selecciona la topología Flyback como la más apropiada para el desarrollo del prototipo objeto de este proyecto. Posteriormente se le realiza el análisis de estado estacionario y de pequeña señal de esta topología en modo de conducción discontinua. Para esto, se empleó el modelo de resistor libre de pérdidas presentado en Erickson que permite entender de manera clara y sencilla la dinámica del sistema.

Finalmente se lleva a cabo el diseño e implementación del convertidor, el cual cuenta con una estrategia de control denominada programación de ganancias difusa y la evaluación de desempeño del mismo. El resultado obtenido es un *driver* de potencia dimerizable con una variación del voltaje de salida satisfactoria y una eficiencia del 69% con la máxima tensión de salida y del 19% para la mínima. Además de esto se muestra el contenido armónico y la distorsión armónica del convertidor.

INTRODUCCIÓN

El desarrollo de la industria en las últimas décadas, debido a la introducción de máquinas eléctricas y la distribución de la energía eléctrica, ha contribuido a la aparición y evolución de la electrónica de potencia, la cual se encarga de transformar y controlar la energía suministrada a una carga. Esta área de la electrónica consiste principalmente en la conmutación de dispositivos semiconductores de potencia, que en la actualidad han mejorado su capacidad de manejo de energía y velocidad de conmutación¹. Adicionalmente para el control de dichos semiconductores se requiere del uso de diferentes dispositivos electrónicos programables como microprocesadores, microcontroladores, entre otros.

El primer dispositivo semiconductor de tres terminales fabricado por los laboratorios Bell en 1956, conocido como Rectificador Controlado de Silicio² (SCR: Silicon Controlled Rectifier), dio origen a la electrónica de potencia, la cual juega un papel relevante en las tecnologías modernas pues su uso se ha extendido a diversos productos de alta, mediana y baja potencia, no solo del ámbito industrial sino también doméstico, en aplicaciones de control de temperatura, control de velocidad o torque en motores, control de iluminación, fuentes de alimentación, sistemas de corriente directa de alto voltaje (HVDC: High Voltage Direct Current) y propulsión de vehículos.

Debido a la variedad de aplicaciones que requieren una transformación de la energía eléctrica, la electrónica de potencia ha concentrado gran parte de sus esfuerzos al estudio de circuitos electrónicos dedicados a tal fin y gracias a los avances que han presentado los semiconductores de potencia, ha sido posible mejorar dichos circuitos al reducir su tamaño y costo e incrementar su rendimiento. Estos circuitos son conocidos como convertidores electrónicos de potencia que tienen como objetivo adaptar los niveles de tensión y corriente de la fuente que suministra la energía a los requeridos por la carga.

Dentro de las aplicaciones que hoy en día se pueden observar de estos convertidores, la iluminación LED (*Light Emitting Diode*) es una de las de mayor auge, por lo cual el objetivo de este trabajo es diseñar e implementar un convertidor de potencia que permita controlar la intensidad lumínica de un arreglo de LEDs de luz blanca y su respectiva evaluación de funcionamiento.

El desarrollo de este trabajo se divide en 7 capítulos. El primer capítulo presenta una recopilación de las principales características de las topologías más utilizadas

¹ RASHID, Muhammad H. *Electrónica de Potencia: Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones*. 2ed. México: Prentice Hall Hispanoamericana S.A, 1993. p. 1-10.

² VALENCIA, Hernán. *Fundamentos de Electrónica Industrial*. Medellín. Universidad Pontificia Bolivariana. Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, 2013. p. 1-3.

en iluminación LED y la selección de la topología más adecuada para la aplicación. En el segundo capítulo se presenta el modelo matemático del convertidor Flyback en modo de conducción discontinua. El tercer capítulo muestra el diseño e implementación del convertidor y las respectivas pruebas a lazo abierto. El cuarto capítulo contiene el diseño de la estrategia de control y la implementación digital en microcontrolador de la misma. En el quinto capítulo se exponen los resultados obtenidos de las pruebas realizadas al controlador, además de las mediciones de potencia y distorsión armónica del prototipo. Finalmente, en los capítulos sexto y séptimo se presentan las principales conclusiones y las sugerencias para trabajos futuros, respectivamente.

PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Uno de los problemas más importantes en la actualidad es la búsqueda de productos que contribuyan al ahorro de energía, y la iluminación es uno de los usos más básicos de energía en el día a día de la sociedad. Dentro de las tecnologías de la iluminación uno de los principales atractivos es la iluminación LED por su bajo consumo, pero tiene la desventaja de ser una tecnología de alto costo pues requiere de fuentes de alimentación controladas, lo que ha causado que en muchos casos para reducir costos se utilicen fuentes no controladas y por tanto no se logra aprovechar en su totalidad la máxima eficiencia de estos dispositivos.

Además de esto, el uso de fuentes que no garantizan un valor de tensión constante expone a las lámparas LED a variaciones que se pueden dar de manera inesperada en la energía que es entregada a las mismas, lo que puede representar posibles daños en estos sistemas de iluminación, un desperdicio de energía innecesario y una disminución de la vida útil de los LEDs. Esto se convierte entonces en un gran inconveniente para la implementación de este tipo de fuente de iluminación como alternativa a las convencionalmente usadas.

Siendo ésta una de las tendencias actuales en iluminación, es importante determinar que *driver* resulta más adecuado a la hora de llevar esta tecnología a una aplicación específica y que comportamiento presentan algunos controladores en la aplicación, para aprovechar de una mejor manera las características de dicha tecnología. Esto requiere que se documenten y socialicen los diferentes trabajos de investigación que se ejecuten en este campo, pues estos pueden ser referencias útiles que aporten al crecimiento de los nuevos sistemas de iluminación LED. Uno de estos nuevos conceptos es el de lámparas LED dimerizables, de las cuales se encuentra poca información relacionada con sus *drivers* y funcionamiento. Es así como surge la siguiente pregunta de investigación:

¿Cómo diseñar un *driver* de electrónica de potencia que permita regular la intensidad luminosa de un arreglo de LEDs?

JUSTIFICACIÓN

La energía eléctrica ha sido un pilar fundamental en la solución a problemáticas y/o necesidades que se presentan en la vida cotidiana, en la cual se busca que las actividades puedan ser llevadas a cabo de la manera más cómoda, rápida y eficiente posible. Dicha energía puede transformarse en calor, movimiento, luz o sonido, lo cual permite que se pueda calentar o refrigerar los alimentos, accionar motores de algunos electrodomésticos, herramientas e incluso vehículos, encender dispositivos como televisores, computadores, teléfonos o equipos médicos, entre otros, o iluminar un determinado espacio. Siendo una de las actividades que más ha contribuido al desarrollo de la sociedad actual, la iluminación, no es la que mayor consumo de energía representa, pero si constituye un factor importante cuando se habla de este [1- 7].

Teniendo en cuenta lo anterior, en el área de la iluminación se han tenido diferentes tecnologías las cuales han venido mejorando con el fin de obtener un mejor rendimiento de las bombillas, es decir, que mayor cantidad de energía consumida sea convertida en luz y no desperdiciada en forma de calor. La más reciente de estas tecnologías es la iluminación LED que empezó a ser implementada con la invención del primer LED que emitía luz azul, que permitió el desarrollo de fuentes de luz blanca utilizadas en la iluminación de espacios interiores y exteriores [8, 9]; desde entonces, las tecnologías de iluminación de estado sólido han tomado fuerza y han presentado grandes desarrollos, esto debido a sus ventajas en cuanto a eficiencia y durabilidad. Entre las características que la destacan de las demás tecnologías están el bajo consumo de energía, calidad de la luz ya que no emiten radiación infrarroja ni ultravioleta, presentan respuesta instantánea, mayor resistencia física, son regulables y menor dispersión de la luz lo cual permite incrementar la eficiencia del sistema al iluminar solo la superficie deseada [10- 13].

Para lograr un funcionamiento óptimo de este tipo de luminarias se requiere del uso de *drivers* adecuados que permitan obtener unos niveles de voltaje y corriente que suplan los requerimientos de alimentación de la bombilla. Esto es posible ya que estos cuentan con un sistema de control que actúa sobre un convertidor permitiendo mantener en los LEDs los valores de tensión y corriente estables [14- 16], lo cual conlleva a garantizar rangos adecuados de temperatura en los dispositivos LED, y a su vez dichos rangos contribuirán en la prolongación de la vida útil del sistema de iluminación, así como en un mejor comportamiento del mismo en cuanto a consumo de energía [17].

Dentro de la información que se encuentra acerca del diseño de *drivers* para las aplicaciones de iluminación LED, generalmente se presenta el manejo de los LED a máxima potencia, desaprovechando una de las cualidades propias de esta tecnología: al estar construida a base de LEDs permite que se regule gradualmente la iluminación sin deteriorar la cadena de LEDs y sin causar alteraciones en las

propiedades cromáticas de la misma [17]. Algunas empresas como General Electric©, OSRAM Licht AG, Seoul Semiconductor Company Ltd y CREE, Inc, empresas líderes en tecnologías de iluminación LED, ofrecen productos para sistemas con regulación de la intensidad luminosa, pero el acceso a la información de dichos dispositivos es limitado. A partir del diseño e implementación de un sistema dimerizable para un arreglo de LEDs se busca ampliar el conocimiento de los sistemas de control adecuados para este nuevo tipo de aplicaciones de la iluminación de estado sólido, orientadas a contribuir en el uso racional de la energía y, por ende, a la disminución del consumo de energía eléctrica en iluminación. Además, el desarrollo de este tipo de sistemas aparece como una solución y un primer paso para la masificación de esta tecnología y su establecimiento como una alternativa competitiva frente a los costos de las tecnologías actuales de iluminación. Finalmente, el trabajo realizado proporcionará un aporte en las bases de conocimientos de la Escuela de Ingeniería Electrónica y la Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia en las áreas de electrónica de potencia y control.

OBJETIVOS

OBJETIVO GENERAL:

Diseñar e implementar un *driver* de potencia capaz de variar la luminosidad de un arreglo de LEDs.

OBJETIVOS ESPECÍFICOS:

- Analizar las diferentes topologías de convertidores AC-DC usadas en iluminación LED y seleccionar la más apropiada según las características de potencia del arreglo de LEDs elegido para la aplicación.
- Obtener el modelo del convertidor seleccionado para la aplicación planteada, a partir del análisis en estado estacionario y de pequeña señal.
- Diseñar e implementar un controlador para el convertidor escogido y evaluar su funcionamiento.

1. CONVERTIDORES CONMUTADOS DE POTENCIA

Los convertidores conmutados de potencia son circuitos electrónicos encargados de actuar sobre la energía eléctrica de una fuente de alimentación para obtener la energía eléctrica con las características que requiere la carga, es decir, son capaces de modificar la tensión y la corriente de su entrada para entregarla de la forma adecuada a la salida.

En general un convertidor conmutado posee una entrada en donde la potencia proveniente de una fuente de alimentación como la red eléctrica monofásica o trifásica, una celda fotovoltaica o una batería, se encuentra sin procesar; además, cuenta con otra entrada donde se aplica una o varias señales de control que determinan la conmutación de los elementos semiconductores con el fin de modificar parámetros de la señal de entrada y adaptarlos a unos valores deseados en la salida de potencia.

1.1. TIPOS DE CONVERTIDORES

En función al tipo de conversión de la energía eléctrica realizado, los convertidores pueden clasificarse de la siguiente manera³:

1.1.1. Convertidores AC/DC: Son aquellos que transforman la corriente alterna de la red monofásica o trifásica en corriente continua. En estos el valor de voltaje medio presente en la salida depende tanto del valor AC a la entrada como del control del disparo o bloqueo de los semiconductores de potencia. Cabe resaltar que los rectificadores con diodos hacen parte de este tipo de convertidores, con la diferencia de que en estos el valor medio de salida solo está en función al valor AC de entrada.

Algunas de sus aplicaciones más comunes son el accionamiento de motores DC y cargadores de baterías.

1.1.2. Convertidores AC/AC: Básicamente su función es modificar el valor eficaz de la tensión de entrada ya sea manteniendo su misma frecuencia o en algunos casos, si así se requiere, haciendo que la señal de salida tenga una frecuencia menor que la de entrada, caso en el cual se conocen como cicloconvertidores.

Una aplicación típica de este tipo de convertidor se encuentra en el diseño de arrancadores suaves para motores de inducción.

³ UNIVERSIDAD DE CANTABRIA. Convertidores electrónicos de potencia: Regulación, control y protección de máquinas eléctricas. Apuntes de asignatura [en línea]. Disponible en Internet: <URL: <https://slidedoc.es/regulacion-control-y-proteccion-de-maquinas-electricas-apuntes-de-la-asignatura-convertidores-electronicos-de-potencia-pdf>>. [Citado 7 de octubre de 2017]

1.1.3. Convertidores DC/AC: También conocidos con el nombre de inversores, se encargan de la conversión de una corriente continua en una corriente alterna, donde se puede controlar tanto el valor eficaz de la señal de salida como su frecuencia.

Estos convertidores son ampliamente utilizados para acoplar al sistema eléctrico la energía obtenida de generadores eólicos, paneles solares (térmicos o fotovoltaicos) y en el diseño de accionamientos basados en máquinas síncronas y asíncronas.

1.1.4. Convertidores DC/DC: Este tipo de convertidores recibe un valor determinado de tensión continua y lo transforma en un valor diferente a la salida, con la posibilidad de realizar un aislamiento galvánico entre la entrada y la salida.

En algunos casos estos se encuentran acompañados de un rectificador no controlado en su entrada, aunque su mayor aplicación se encuentra en sistemas cuya fuente de energía no es alterna sino continua, haciendo uso de baterías.

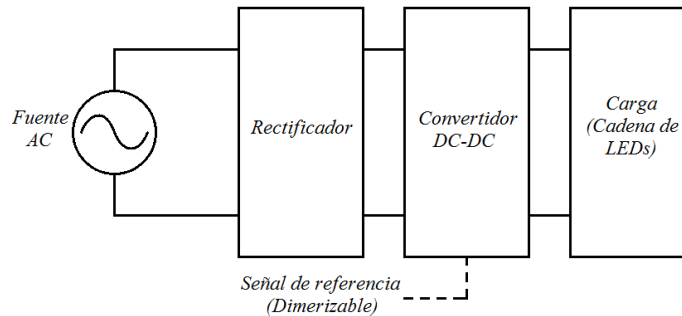
1.2. TOPOLOGÍAS DE CONVERTIDORES AC/DC PARA ILUMINACIÓN LED

Debido a que los LEDs utilizados en iluminación, a diferencia de los LED de propósito general, manejan alta potencia que al ser disipada influye directamente en la tensión y corriente de los mismos, se hace necesario el uso de un circuito convertidor conmutado que regule la potencia suministrada a la cadena de LEDs. Dicho circuito es conocido con el nombre de *driver* de potencia.

Un *driver* puede ser entendido como una fuente de alimentación con un circuito de control autónomo que entrega a un conjunto de LEDs una señal eléctrica que cumple con los valores requeridos por el mismo para un correcto funcionamiento. Estos *drivers* cuentan con al menos una entrada y una salida de potencia, pero si tiene la característica de ser dimerizable, es decir con la capacidad de variar la intensidad luminosa de los LEDs, posee una entrada adicional que determinará el grado de iluminación de estos.

Generalmente, la iluminación LED es alimentada a partir de la red eléctrica por lo cual requiere de convertidores AC/DC. Estos se encuentran conformados por una etapa de rectificación a partir de un puente de diodos no controlados y un convertidor DC/DC, en el cual se centra el diseño de estos *drivers* LED. En la Figura 1 se muestra el diagrama de bloques para un convertidor AC/DC.

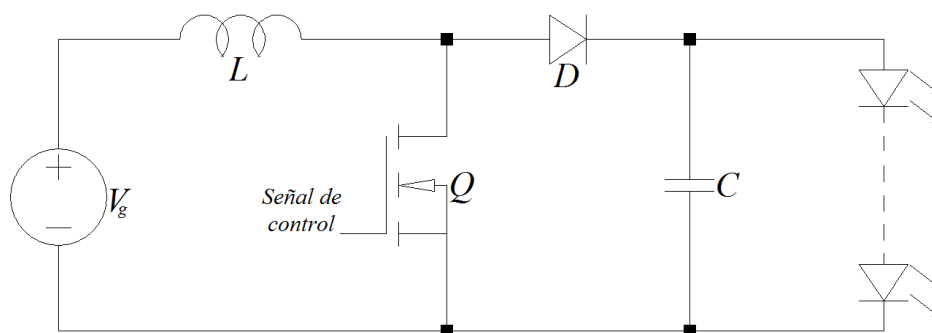
Figura 1. Diagrama de bloques de un convertidor AC/DC para iluminación LED.



Dentro de las diferentes topologías de convertidores DC/DC empleadas en aplicaciones de iluminación LED, las más comúnmente usadas son las topologías Boost, Buck, Buck-Boost, SEPIC y Flyback. Por lo general hacen uso de MOSFETs y diodos que conmutan alternadamente, cuando uno está encendido el otro se encuentra apagado (estado de conducción continua o CCM: Continuous Conduction Mode) o los dos semiconductores apagados (estado de conducción discontinua o DCM: Discontinuous Conduction Mode) produciendo tres estados de funcionamiento (MOSFET ON y diodo OFF, MOSFET OFF y diodo ON, MOSFET y Diodo OFF). A continuación, se describen las topologías mencionadas para operación CCM.

1.2.1. Convertidor Boost: Son drivers ideales para aplicaciones con LEDs en las cuales se requiere que el voltaje de una cadena de estos sea más alto que el voltaje de entrada, generalmente para un mínimo de 1,5 veces mayor. La topología de un convertidor Boost simple se presenta en la Figura 2.

Figura 2. Topología básica de un convertidor Boost.



Estado 1 (MOSFET ON y diodo OFF):

El inductor es cargado hasta un valor pico al quedar conectado directamente a la fuente y los LEDs son alimentados solamente por el capacitor.

Estado 2 (MOSFET OFF y diodo ON):

El diodo permite la carga del condensador y la alimentación de la carga a un nivel de tensión mayor, esto gracias a que la energía almacenada por el inductor en el estado anterior genera un voltaje sobre este que se suma al de la fuente.

Generalmente este tipo de convertidores presenta algunas ventajas tales como:

- Control y estructura simple ya que esta involucra pocos componentes, por tanto, puede ser diseñado e implementado utilizando elementos de bajo costo [18-20].
- Provee altos factores de potencia y baja distorsión en la corriente de entrada usados en convertidores AC/DC [21].
- Facilita el sensado de la corriente de los LEDs, debido a que tanto estos como el MOSFET se encuentran conectados a una tierra común.
- Es muy eficiente cuando la relación entre la tensión de salida y la de entrada no es muy alta, pues cuando lo es se requiere un ciclo de trabajo elevado lo que conlleva a un aumento en las pérdidas afectando la eficiencia del convertidor [22-23].
- Las pérdidas de conmutación y las pérdidas de conducción son independientes a las condiciones de la carga [24].
- Puede alcanzar eficiencias mayores al 90% [25-29].

Los principales inconvenientes de esta topología son:

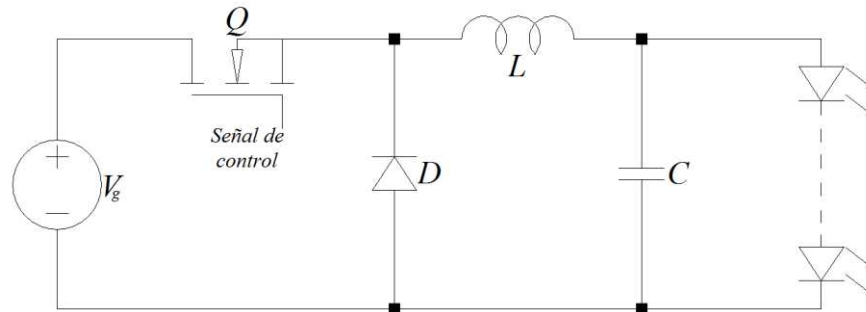
- Requiere un condensador de salida grande para reducir el rizado de la corriente en la cadena de LEDs, lo cual dificulta su uso en aplicaciones dimerizables.
- Debido a que no suministra aislamiento y protección contra sobrecargas y cortocircuitos, los LEDs están expuestos a daños en caso de una posible ocurrencia de estos [30].

Las principales aplicaciones de este tipo de convertidores se encuentran en sistemas de frenado regenerativo de motores de corriente continua, iluminación de dispositivos portátiles tales como celulares, cámaras y computadores [31-33], y como etapa para la corrección del factor de potencia en convertidores AC/DC por ejemplo fuentes y cargadores de baterías [34-37].

1.2.2. Convertidor Buck: Son drivers conmutados reductores los cuales son utilizados en aplicaciones en las que el voltaje que requiere la cadena de LEDs no

es mayor al 85% del voltaje de la fuente de alimentación⁴. La topología simplificada de este tipo de convertidores se muestra en la Figura 3.

Figura 3. Topología básica de un convertidor Buck.



Estado 1 (MOSFET ON y diodo OFF):

El voltaje de entrada permite que el inductor y el capacitor inicien su proceso de carga hasta un valor máximo, debido a que el voltaje de salida es menor que el de entrada.

Estado 2 (MOSFET OFF y diodo ON):

Se interrumpe el flujo de corriente desde la fuente hacia el inductor, por ende, éste polariza el diodo en directo manteniendo la corriente que decrece a través de la bobina hasta el inicio del siguiente ciclo [38].

Las principales características que hacen destacar esta topología son las siguientes:

- Implementación sencilla debido a la poca cantidad de componentes [39].
- Control simple ya que la relación entre la tensión de salida y la de entrada es proporcional al ciclo útil de la señal de control.
- Al igual que la topología Boost, carece de problemas de acoplamiento magnético puesto que solo requiere un inductor [40].
- Puede alcanzar picos de eficiencia mayores al 94% [41-45].
- Al sustituir el diodo por otro MOSFET, convertidor conocido como Buck síncrono, la eficiencia de este se puede mejorar hasta en un 5% ya que se reducen las pérdidas que eran causadas por el diodo [39] [46].

⁴ WINDER, Steve. Power supplies for LED driving. EEUU. Newnes.2008. p.39.

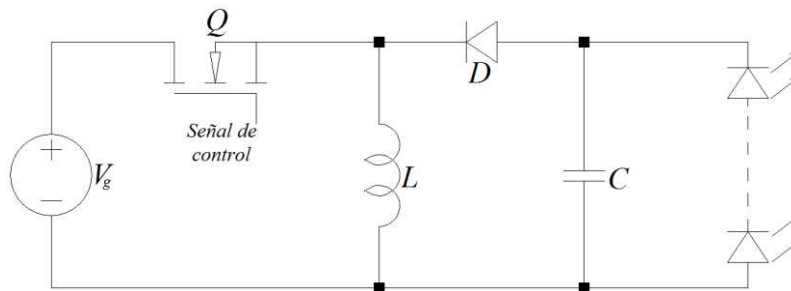
Dentro de las desventajas de esta topología se encuentran:

- Cuando la carga está operando en una condición en la que requiera una corriente baja, la eficiencia del convertidor se reduce, y la mayor parte de las pérdidas se presentan en la conmutación [47-48].
- Cuando la carga es variable se requiere el uso de un capacitor de salida lo bastante grande para evitar sobrepicos de tensión que puedan llegar a afectarla [49].
- Una frecuencia elevada en la señal de control incrementa las pérdidas de conmutación en el circuito.
- La presencia de contenido armónico en la corriente de entrada causa interferencia en el convertidor afectando el rendimiento y eficiencia del mismo [50].
- En presencia de cargas inductivas los dispositivos de conmutación tendrán que disipar la energía inductiva lo cual podría causar su destrucción.

Esta topología de convertidor generalmente es utilizada en la carga de baterías como es el caso de las usadas en los vehículos eléctricos y dispositivos portátiles [43] [51-52], en sistemas de iluminación LED como driver AC/DC que puede conectarse directamente a la red [53-54], y en algunos casos en aplicaciones con paneles fotovoltaicos cuya tensión debe ser regulada [55].

1.2.3. Convertidor Buck-Boost: Esta topología de convertidores reúne las características de los convertidores Buck y Boost, pues tiene la capacidad de reducir o elevar el voltaje de entrada para entregarlo a la cadena de LEDs según esta lo requiera. Este tipo de convertidores tiene la característica de invertir la polaridad de la tensión de salida. El esquema de este convertidor se muestra en la Figura 4.

Figura 4. Topología básica de un convertidor Buck-Boost.



Estado 1 (MOSFET ON y diodo OFF):

La corriente de entrada es creciente, fluye a través del inductor causando que se almacene energía en este elemento. El capacitor es el encargado de alimentar la carga.

Estado 2 (MOSFET OFF y diodo ON):

El diodo entra en conducción permitiendo que la energía almacenada en la bobina sea suministrada al capacitor y la carga.

El valor de la tensión de salida depende directamente del ciclo de trabajo de la señal de control, de tal forma que, si este es del 50%, el voltaje de salida será igual en magnitud al de entrada. A partir de este valor, las variaciones del ciclo determinarán la reducción o elevación de la tensión de salida, la cual se disminuirá cuando el ciclo sea menor al 50% y se elevará cuando sea mayor al 50% [56] [57].

Dentro de las principales ventajas que ofrece esta topología de convertidor están:

- Un alto factor de potencia en la entrada y baja distorsión armónica de corriente de entrada para convertidores AC/DC [58] [59].
- Componentes de bajo costo y diseño simple [60].
- Permite manejar un amplio rango de voltaje de entrada y condiciones de carga [61] [62].
- Posee una eficiencia aceptable, aunque es menor comparada con las eficiencias alcanzadas en los convertidores Buck y Boost, llegando a tener picos menores al 90% aproximadamente [59] [62-66].
- No requiere de un transformador para realizar inversión de voltaje en la salida en el caso de la topología simplificada y si no se desea dicha inversión existe una topología alterna conformada por un Buck y un Boost conectados en cascada.

Los inconvenientes que presenta esta topología son:

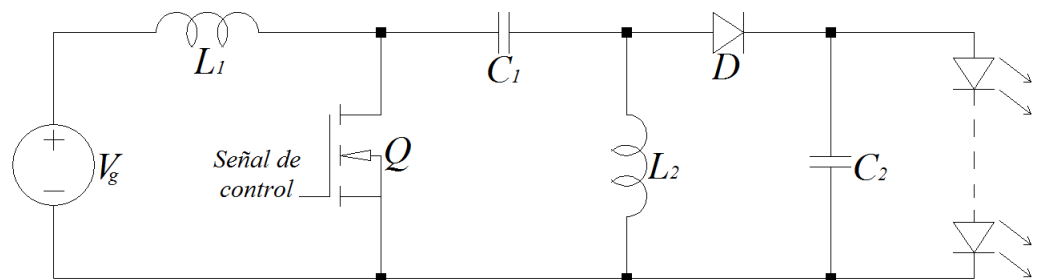
- El MOSFET no cuenta con una terminal conectada a tierra, al igual que el convertidor Buck, lo cual complica el circuito de disparo [67].
- Su aplicación está limitada para algunos casos debido a la inversión en la polaridad de la tensión de salida [67-70].

- El control es más complejo que en el convertidor Buck, ya que, al igual que en el convertidor Boost, la relación entre la respuesta del Buck-Boost y su ciclo de trabajo no es lineal [71].

Los usos más frecuentes de este tipo de convertidor se encuentran en dispositivos alimentados por baterías, donde el voltaje de entrada tiene un amplio rango de variación a causa de la disminución gradual de la carga de la batería [72]; fuentes DC reguladas, donde se hace necesario el uso de voltajes negativos respecto a la terminal común de la tensión de entrada; dispositivos electrónicos portátiles como cámaras, y dispositivos electrónicos para automóviles [64] [68] [73]; dispositivos biomédicos para la transferencia inalámbrica de potencia como alternativa al uso de baterías [62]; energías renovables, como es el caso de energía fotovoltaica donde se requiere regular la energía suministrada por las celdas solares [74-76]; y *drivers* para iluminación LED de bajo costo y que no requieran aislamiento eléctrico, o en *drivers* que cuentan con corrección del factor de potencia [60] [65].

1.2.4. Convertidor SEPIC: Esta topología, al igual que la Buck-Boost, permite obtener tensiones de salida superiores o inferiores a la de entrada. El esquema básico de este convertidor se muestra en la Figura 5.

Figura 5. Topología básica de un convertidor Sepic.



Estado 1 (MOSFET ON y diodo OFF):

El inductor L_1 se carga a partir de la tensión de entrada, el inductor L_2 es cargado por el capacitor C_1 y la carga es alimentada por el capacitor C_2 .

Estado 2 (MOSFET OFF y diodo ON):

Los capacitores C_1 y C_2 son cargados por los inductores que a la vez suministran la corriente requerida por la carga.

Como se mencionó anteriormente, el voltaje de salida puede ser mayor o menor al de la fuente de alimentación sin invertir su polaridad a diferencia del convertidor Buck-Boost. La relación entre la tensión de salida y la de entrada va a estar

igualmente determinada por ciclo útil de la señal de control, es decir, si este es menor al 50%, el voltaje de salida será menor al de entrada, si el ciclo de trabajo es mayor al 50%, la tensión de salida será mayor a la de entrada y si el ciclo es del 50%, tanto voltaje de salida como de entrada serán iguales.

Las características que hacen de este convertidor una opción favorable son:

- Debido a la presencia del inductor en la entrada del convertidor, el rizado de la corriente se disminuye y por tanto reduce la distorsión armónica de entrada sin la necesidad de la utilización de filtros pasivos adicionales como en el caso de la topología Buck [77-83].
- Posee un alto factor de potencia alcanzando valores muy cercanos a la unidad [83].
- Puede reducir o elevar la tensión de entrada sin invertir su polaridad a diferencia del caso del convertidor Buck-Boost [78] [80] [82].
- El control del MOSFET se facilita debido a que este se encuentra referenciado a tierra [80].
- El capacitor de acoplamiento entre la entrada y la salida (C1 en la Figura 5) bloquea cualquier corriente DC indeseada, lo cual le permite al convertidor manejar corto circuitos de una mejor manera que otras topologías [81] [82].
- Es capaz de manejar un amplio rango de voltajes de entrada [84-85].

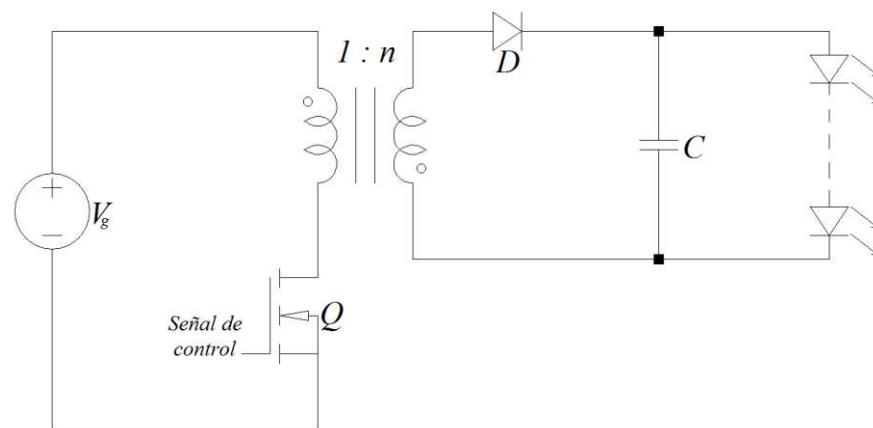
Las desventajas que presenta esta topología son:

- Debido a sus cuatro elementos almacenadores de energía, es un sistema no lineal de cuarto orden, cuyo comportamiento depende de las condiciones de operación y variaciones de la carga, dificultando el diseño del controlador, así como el modelado del convertidor [80] [85-87].
- No se encuentran muchas técnicas de control ya que sus características de cuarto orden dificultan su diseño, lo cual limita su uso en aplicaciones prácticas pues se ha demostrado que un diseño inadecuado podría resultar en un convertidor inestable [85-88].
- Posee mayor número de componentes que el convertidor Buck-Boost, lo que resulta en mayores retos a la hora de su diseño e incrementa su costo.
- No presenta alta eficiencia comparada con otras topologías tradicionales.

Las aplicaciones más comunes de este convertidor son las fuentes de alimentación, cargadores de baterías, sistemas de alimentación de motores DC [79] [89-92], *drivers* para iluminación LED como alumbrado público, dispositivos electrónicos con pantallas LED [83] [85] [93-94], balastos electrónicos para lámparas fluorescentes compacta [95]; etapas de corrección del factor de potencia en convertidores de múltiples etapas que manejan potencias relativamente bajas [96] y en aplicaciones de energía renovable como energía solar y eólica [80-82] [88].

1.2.5. Convertidor Flyback: Están basados en los convertidores Buck-Boost y se caracterizan por la utilización de un transformador con al menos dos devanados, el primario conectado a la fuente de alimentación de entrada y al elemento conmutador, y el secundario que se conecta a la carga. La topología básica de este convertidor se muestra en la Figura 6.

Figura 6. Topología básica de un convertidor Flyback.



Estado 1 (MOSFET ON y diodo OFF):

La corriente de la fuente de entrada pasa a través del primario del transformador cargando la inductancia de magnetización. Debido a la polaridad de los bobinados, el diodo se polariza en inverso por lo tanto no hay transferencia directa de energía desde la entrada hacia la carga durante este estado, siendo el condensador el encargado de alimentar la carga.

Estado 2 (MOSFET OFF y diodo ON):

El flujo de corriente proveniente de la fuente de alimentación es interrumpido y por efecto de la inductancia de magnetización la tensión del secundario se invierte, polarizando el diodo en directo. Esto permite que la energía acumulada sea transferida a la carga [97].

Las características que destacan a esta topología son:

- Permite obtener múltiples voltajes de salida simultáneamente, debido a que puede haber varias bobinas en el secundario. Además, la tensión de salida de cada una de estas puede ser positiva o negativa en función al punto de polaridad de la bobina correspondiente [98-100].
- No requiere inductor de filtro a la salida, pues la bobina del secundario al estar conectada en serie al diodo elimina la necesidad de componentes de filtro adicionales. Esto lo hace ideal para reducir costos en fuentes de múltiples salidas y para la generación de altas tensiones de salida.
- La variación de la carga en una de las salidas no tiene una influencia significativa en el comportamiento de las demás salidas [101].
- Debido a su estructura simple, requiere de pocos componentes que generalmente son de bajo costo. Solo utiliza un transistor de conmutación y un transformador, que es el elemento de mayor costo y cuidado en su diseño [102-111].
- Debido a la presencia del transformador, existe aislamiento galvánico entre la entrada y la salida. Esto la hace adecuada para aplicaciones AC/DC donde el voltaje de salida conviene aislarse de la fuente principal de alimentación [100] [103] [107] [112-116].
- Es posible obtener un mayor rango de variación en el voltaje suministrado a la carga en comparación a otros convertidores, donde el ciclo útil está limitado a las características del convertidor, ya que puede afectar su eficiencia si alcanza valores muy altos o muy bajos [117].
- El lazo de control es simple y fácil de implementar [110] [113].
- Tiene un alto factor de potencia [112] [118].

Los principales inconvenientes que tiene este convertidor son:

- Su eficiencia es menor en comparación con otras topologías ya que presenta mayores pérdidas de conmutación, de conducción y pérdidas adicionales en el núcleo del transformador, aunque se pueden alcanzar valores mayores al 90%. Esta eficiencia se disminuye en función del incremento de la frecuencia de conmutación [99] [105-106] [111-112] [118-119].
- El MOSFET está sometido a altos picos de tensión debido a la resonancia parásita por lo cual requiere el uso de redes *snubber* que afectan su eficiencia y lo limitan a bajas potencias, generalmente menores 100 W [102] [116] [120-123].

- Requiere un capacitor de gran tamaño a la salida para reducir la ondulación de la tensión de salida y un núcleo de transformador relativamente grande [101] [124].

Las aplicaciones más frecuentes en las que se encuentra este tipo de convertidor son: cargadores de baterías para dispositivos electrónicos como celulares y computadores [100] [109] [125-127]; *drivers* para iluminación LED [126-130]; sistemas fotovoltaicos [124]; vehículos eléctricos híbridos [117] y aplicaciones industriales de baja potencia [108].

1.3. SELECCIÓN DE LA TOPOLOGÍA DEL CONVERTIDOR

Con base en las características de las topologías descritas anteriormente y en los resultados de las comparaciones realizadas en [131-132], se busca elegir el convertidor más adecuado para alimentar una cadena de LEDs de 24 W con la posibilidad de variar su intensidad luminosa. Para tal fin, se realizó una tabla comparativa que resume algunos parámetros que pueden ser tomados como criterio de selección en el diseño de un *driver* para esta u otras aplicaciones de iluminación LED. A cada parámetro se le asigna una ponderación relativa basada en el objetivo de este proyecto y para cada topología de convertidor se da una calificación de cero a cinco de manera proporcional según la característica que se está evaluando, donde cinco corresponde a que dicha característica es más satisfactoria. La Tabla 1 muestra los parámetros revisados de cada una de las topologías mencionadas y en la Tabla 2 la calificación obtenida en cada caso por cada topología.

Tabla 1. Comparación de las diferentes topologías descritas.

Topología Parámetro	Boost	Buck	Buck-Boost	SEPIC	Flyback
Eficiencia	>90%	>94%	<90%	<85%	≈90%
Factor de potencia	Alto	Más bajo	Alto	Muy alto	Alto
Capacidad de potencia	Media	Baja a Media	Baja a Media	Baja	Baja
Aislamiento galvánico	No	No	No	No	Sí
Voltaje máximo soportado por el MOSFET	V_o	V_{in}	$V_{in} + V_o$	$V_{in} + V_o$	$V_{in} + n^5 V_o$
Inductores	1	1	1	2	0
Capacitores	1	1	1	2	1
Control	Simple	Muy simple	Simple	Más complejo	Simple

⁵ n: relación de transformación del transformador

Tabla 2. Selección del convertidor para la aplicación.

Parámetro	Peso	Boost		Buck		Buck-Boost		SEPIC		Flyback	
		cal	val	cal	val	cal	val	cal	val	cal	val
Eficiencia	0,15	4,5	0,675	4,7	0,705	4,3	0,645	4	0,6	4,4	0,66
Factor de potencia	0,1	4	0,4	3	0,3	4	0,4	5	0,5	4	0,4
Capacidad de potencia	0,2	3	0,6	4	0,8	4	0,8	5	1	5	1
Aislamiento galvánico	0,1	0	0	0	0	0	0	0	0	5	0,5
Voltaje máximo soportado por el MOSFET	0,1	5	0,5	4	0,4	3,5	0,35	3,5	0,35	3,8	0,38
Inductores	0,025	4	0,1	4	0,1	4	0,1	3	0,075	5	0,125
Capacitores	0,025	4	0,1	4	0,1	4	0,1	3	0,075	4	0,1
Control	0,3	4	1,2	5	1,5	4	1,2	3	0,9	4	1,2
Total	1		3,575		3,905		3,595		3,5		4,365

cal: calificación, val: valoración (val = cal x peso)

Los resultados de la Tabla 2 muestran que la topología del convertidor Flyback se perfila como la mejor opción para la aplicación a desarrollar.

2. MODELO MATEMÁTICO DEL CONVERTIDOR FLYBACK

Previo a obtener el modelo matemático del convertidor Flyback es necesario definir el modo de operación del mismo. Esto es fundamental para su análisis ya que en CCM se tienen en cuenta dos estados durante el periodo de conmutación y para el caso de DCM existe un estado adicional, como se mencionó en el capítulo anterior.

Para el desarrollo del prototipo a realizar en este proyecto se establece el modo de operación discontinuo debido a que este presenta ciertas ventajas frente al modo de operación continuo tales como: menor valor de inductancia del primario del transformador, lo cual representa un núcleo de menor tamaño, se evita que el núcleo se sature y se tiene un lazo de control más simple, ya que en DCM solo se requiere la realimentación de la tensión de salida a diferencia del CCM que además necesita la detección de corrientes del transformador⁶. Estas características hacen al modo de conducción discontinuo más apropiado para aplicaciones de baja potencia como es el caso de este trabajo en el cual se busca la alimentación de una cadena de LEDs de 36 V.

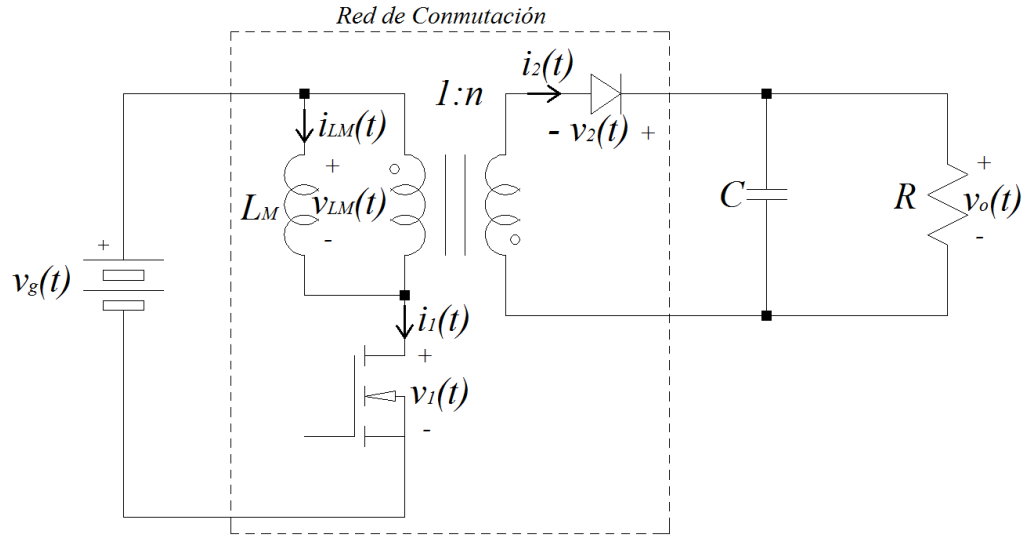
2.1. MODELO PROMEDIO DE CONMUTACIÓN DCM

Para el análisis del convertidor Flyback operando en modo de conducción discontinua se necesita obtener un modelo equivalente de la red de conmutación denominado modelo de *resistor libre de pérdidas* (LFR: Loss Free Resistor)⁷ el cual representa las propiedades de conversión de potencia básicas de redes de conmutación en DCM. En la Figura 7 se ilustra la red de conmutación para el convertidor, donde se definen $v_1(t)$, $i_1(t)$, $v_2(t)$ e $i_2(t)$ sobre el MOSFET y el diodo respectivamente para posteriormente analizar las formas de onda de voltaje y corriente de los elementos de conmutación, así como de la inductancia de magnetización (L_M) del transformador.

⁶ ERICKSON, Robert W. y MAKSIMOVIC, Dragan. Fundamentals of power electronics. 2ed. Colorado. Kluwer Academic Publishers. 2001. p. 410.

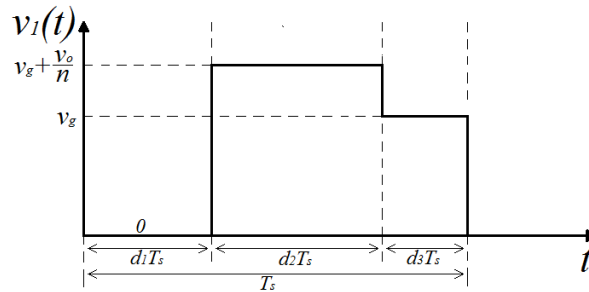
⁷ Ibid. p.409-427.

Figura 7. Red de conmutación para el convertidor Flyback.



A partir del circuito de la Figura 7 se obtienen las formas de onda de los voltajes y corrientes de la red de conmutación teniendo en cuenta los tres estados propios del modo de operación discontinuo. En la Figura 8 se muestra la forma de onda del voltaje $v_1(t)$, siendo d_1T_s el intervalo de tiempo en el que el MOSFET se encuentra encendido, d_2T_s el intervalo de conducción del diodo y d_3T_s el intervalo que ambos semiconductores están apagados.

Figura 8. Forma de onda para la tensión del MOSFET en un convertidor Flyback en DCM.



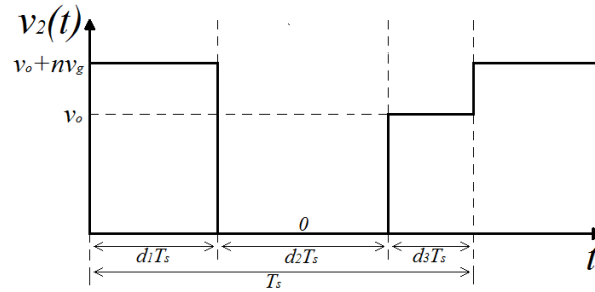
El voltaje promedio $\langle v_1(t) \rangle_{T_s}$, es decir, el voltaje promedio en el MOSFET es:

$$\langle v_1(t) \rangle_{T_s} = 0 \cdot d_1(t) + \left(\frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{n} + \langle v_g(t) \rangle_{T_s} \right) d_2(t) + \langle v_g(t) \rangle_{T_s} d_3(t) \quad (1)$$

Donde $d_1(t)$ es el porcentaje del periodo de conmutación en el que el MOSFET se encuentra encendido, $d_2(t)$ es el porcentaje del periodo de conmutación en el que el diodo está encendido y $d_3(t)$ es el porcentaje del periodo de conmutación en el que el MOSFET y el diodo se encuentran apagados.

La Figura 9 ilustra la forma de onda de la tensión $v_2(t)$.

Figura 9. Forma de onda de la tensión del diodo en un convertidor Flyback en DCM.



Por lo tanto, el voltaje promedio del diodo $\langle v_2(t) \rangle_{T_s}$ es:

$$\langle v_2(t) \rangle_{T_s} = (\langle v_o(t) \rangle_{T_s} + n \langle v_g(t) \rangle_{T_s}) d_1(t) + 0 \cdot d_2(t) + \langle v_o(t) \rangle_{T_s} d_3(t) \quad (2)$$

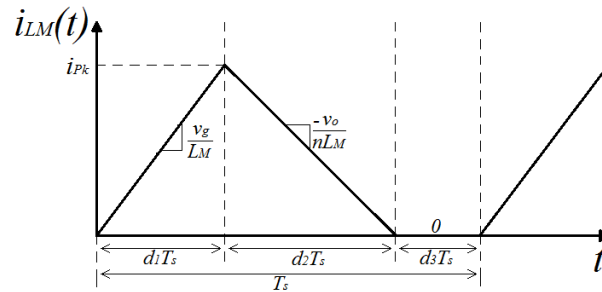
Usando la identidad $d_3(t) = 1 - d_1(t) - d_2(t)$, las ecuaciones (1) y (2) se reducen a las ecuaciones (3) y (4) respectivamente.

$$\langle v_1(t) \rangle_{T_s} = \langle v_g(t) \rangle_{T_s} (1 - d_1(t)) + \frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{n} d_2(t) \quad (3)$$

$$\langle v_2(t) \rangle_{T_s} = \langle v_o(t) \rangle_{T_s} (1 - d_2(t)) + n \langle v_g(t) \rangle_{T_s} d_1(t) \quad (4)$$

Luego se procede a determinar la forma de onda de la corriente en la inductancia de magnetización del transformador, $i_{LM}(t)$, como se muestra en la Figura 10.

Figura 10. Forma de onda de la corriente en la inductancia de magnetización de un convertidor Flyback en DCM.



A partir de la Figura 10 se puede observar que la corriente crece durante el tiempo de conducción del MOSFET hasta alcanzar un valor máximo, i_{pk} , el cual está dado por la expresión (5):

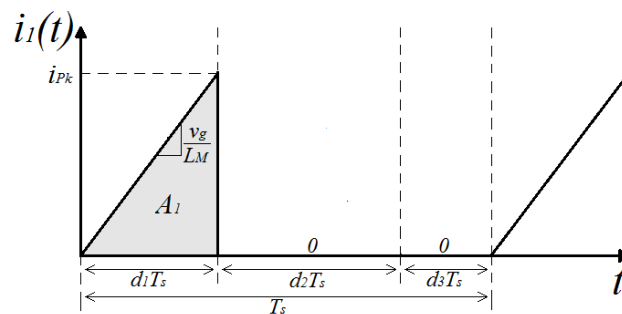
$$i_{pk} = \frac{v_g}{L_M} d_1 T_s \quad (5)$$

El valor promedio de la corriente en la inductancia de magnetización $\langle i_{LM}(t) \rangle$ corresponde a:

$$\langle i_{LM}(t) \rangle_{T_s} = \frac{d_1(t) + d_2(t)}{2} i_{pk} \quad (6)$$

Posteriormente con base en la forma de onda de la corriente en el MOSFET $i_1(t)$, mostrada en la Figura 11, se encuentra su valor promedio $\langle i_1(t) \rangle_{T_s}$.

Figura 11. Forma de onda de la corriente en el MOSFET de un convertidor Flyback en DCM.



El valor promedio de la señal corresponde a la integral de la función $i_1(t)$ en un periodo de conmutación, lo cual equivale al área A_1 de la Figura 11 en el mismo periodo, como se expresa en (7).

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} i_1(t) dt = \frac{A_1}{T_s} \quad (7)$$

La integral equivalente a A_1 se puede expresar mediante la fórmula del área de un triángulo (8):

$$A_1 = \int_t^{t+T_s} i_1(t) dt = \frac{1}{2} (d_1 T_s) (i_{pk}) \quad (8)$$

Reemplazando (8) en (7):

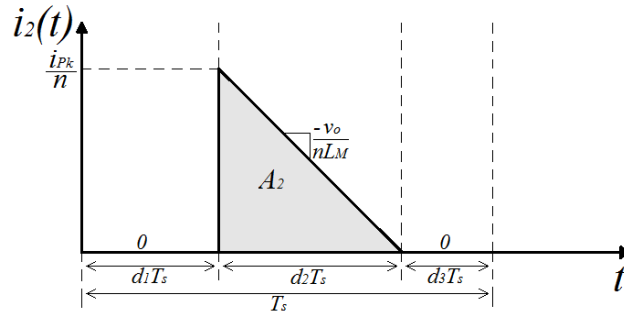
$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{2} d_1(t) (i_{pk}) \quad (9)$$

Sustituyendo el valor de i_{pk} de la ecuación (5) en (9) se obtiene el valor de la corriente promedio $\langle i_1(t) \rangle_{T_s}$ mostrada en (10):

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{d_1(t)^2 T_s}{2L_M} \langle v_g(t) \rangle_{T_s} \quad (10)$$

Para determinar el valor promedio de $i_2(t)$ cuya forma de onda se ilustra en la Figura 12, se procede de igual forma que en caso de $i_1(t)$.

Figura 12. Forma de onda de la corriente en el diodo de un convertidor Flyback en DCM.



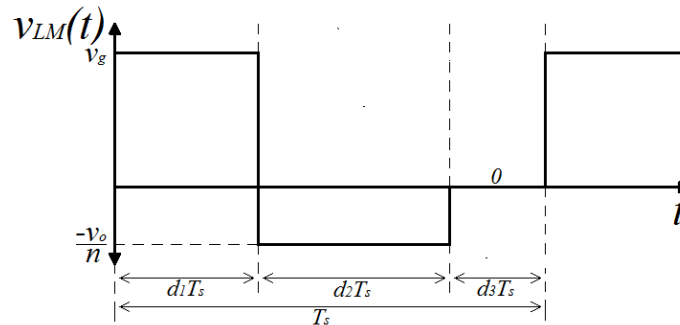
$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} i_2(t) dt = \frac{A_2}{T_s} \quad (11)$$

$$A_2 = \int_t^{t+T_s} i_2(t) dt = \frac{1}{2} (d_2 T_s) \left(\frac{i_{pk}}{n} \right) \quad (12)$$

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} = \frac{d_1(t) d_2(t) T_s}{2nL_M} \langle v_g(t) \rangle_{T_s} \quad (13)$$

Finalmente, se procede a determinar la forma de onda del voltaje de la inductancia de magnetización $v_{LM}(t)$ como se muestra en la Figura 13.

Figura 13. Forma de onda de la tensión en la inductancia de magnetización de un convertidor Flyback en DCM.



Al igual que los casos anteriores, se obtiene el valor promedio de la señal y debido a que el voltaje promedio en un inductor es cero se puede encontrar la longitud del segundo intervalo $d_2(t)$.

$$\langle v_{L_M}(t) \rangle_{T_s} = \langle v_g(t) \rangle_{T_s} d_1 - \frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{n} d_2 + 0d_3 = 0 \quad (14)$$

$$d_2(t) = \frac{n \langle v_g(t) \rangle_{T_s} d_1(t)}{\langle v_o(t) \rangle_{T_s}} \quad (15)$$

Sustituyendo (15) en (3), (4), (10) y (13) se obtienen las ecuaciones (16) a (19):

$$\langle v_1(t) \rangle_{T_s} = \langle v_g(t) \rangle_{T_s} \quad (16)$$

$$\langle v_2(t) \rangle_{T_s} = \langle v_o(t) \rangle_{T_s} \quad (17)$$

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{d_1^2(t) T_s}{2L_M} \langle v_g(t) \rangle_{T_s} \quad (18)$$

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} = \frac{d_1^2(t) T_s \langle v_g(t) \rangle_{T_s}^2}{2L_M \langle v_o(t) \rangle_{T_s}} \quad (19)$$

Teniendo en cuenta (16) y (17), las corrientes $\langle i_1(t) \rangle_{T_s}$ e $\langle i_2(t) \rangle_{T_s}$ se pueden expresar como:

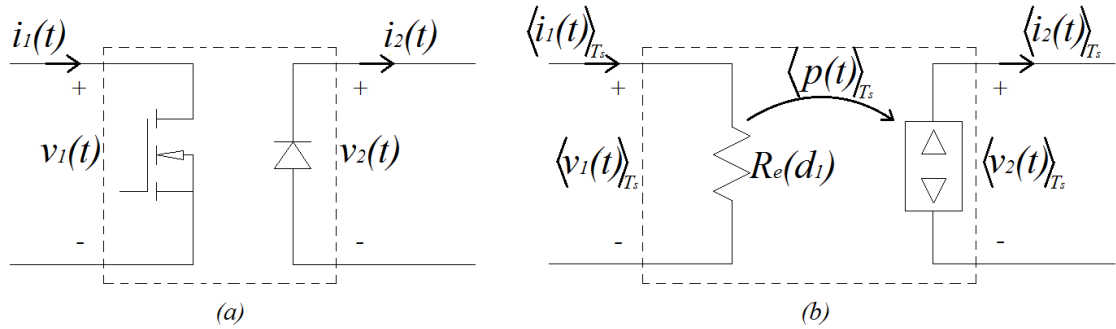
$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{d_1^2(t) T_s}{2L_M} \langle v_1(t) \rangle_{T_s} \quad (20)$$

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} = \frac{d_1^2(t) T_s \langle v_1(t) \rangle_{T_s}^2}{2L_M \langle v_2(t) \rangle_{T_s}} \quad (21)$$

Con los valores promedio de voltajes y corrientes determinados se construye un circuito equivalente correspondiente a la red de conmutación en donde el MOSFET se comporta como una resistencia $R_e(d_1)$. La potencia instantánea aparentemente

consumida por dicha resistencia es transferida a la salida que se comporta como una fuente de potencia dependiente como se presenta en la Figura 14.

Figura 14. (a) Red general de dos elementos de conmutación. (b) Modelo promedio de conmutación correspondiente en DCM.



Por ley de Ohm se obtiene la resistencia efectiva $R_e(d_1)$

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}}{R_e(d_1)} \quad (22)$$

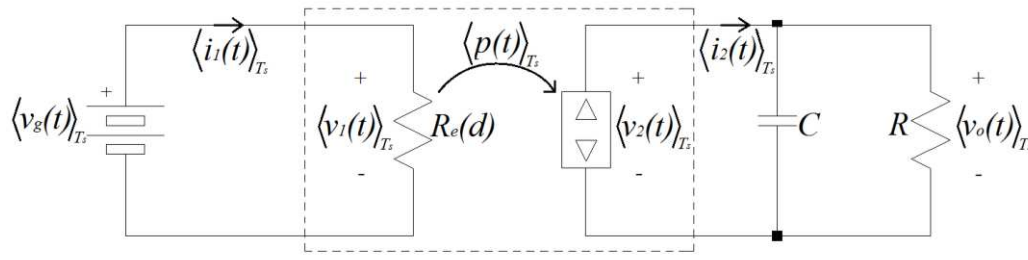
$$R_e(d_1) = \frac{2L_M}{d_1^2 T_s} \quad (23)$$

La potencia promedio transferida a la carga es determinada por la resistencia efectiva y el voltaje sobre sus terminales de tal forma que:

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} \langle v_2(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}^2}{R_e(d_1)} = \langle p(t) \rangle_{T_s} \quad (24)$$

El modelo equivalente final para el convertidor se muestra en la Figura 15.

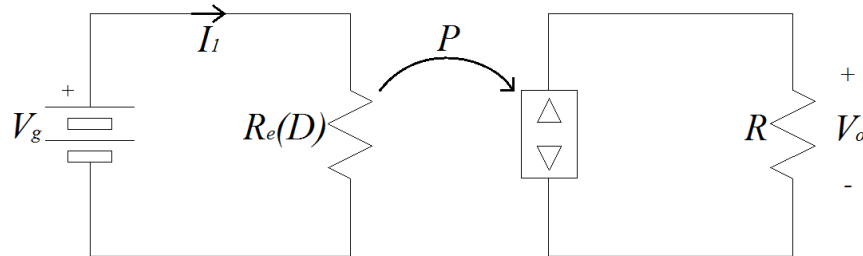
Figura 15. Modelo LFR para el convertidor Flyback en DCM.



2.2. ANÁLISIS EN ESTADO ESTACIONARIO

Para el análisis en estado estacionario o en DC se parte del modelo obtenido en la Figura 15 en el cual el capacitor C se reemplaza por circuito abierto y las señales por su valor promedio en el punto de trabajo, logrando simplificar el circuito como se presenta en la Figura 16.

Figura 16. Circuito DC equivalente del modelo LFR del convertidor Flyback en DCM.



Del circuito se puede solucionar fácilmente a partir de la potencia de entrada P_i y potencia de salida P_o del convertidor que corresponde a las ecuaciones (25) y (26) respectivamente.

$$P_i = \frac{V_g^2}{R_e} \quad (25)$$

$$P_o = \frac{V_o^2}{R} \quad (26)$$

Debido al modelo de resistor de pérdida libre, dichas potencias son iguales, por lo tanto, se puede obtener la relación de conversión $M = V_o/V_g$:

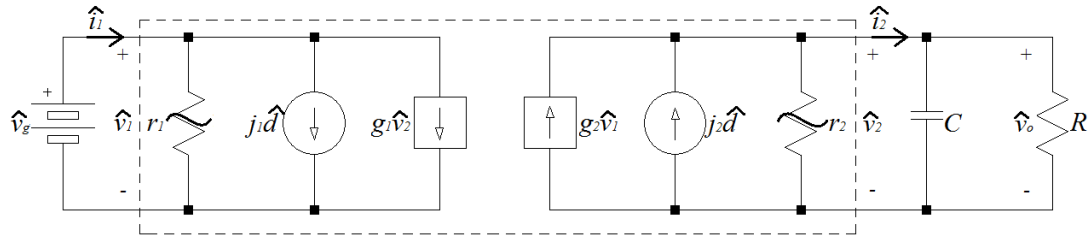
$$M = \frac{V_o}{V_g} = \sqrt{\frac{R}{R_e}} = \sqrt{\frac{d_1^2 T_s R}{2L_M}} \quad (27)$$

2.3. ANÁLISIS DE PEQUEÑA SEÑAL

Luego de obtener el modelo DC, se procede a realizar el análisis del circuito con el fin de obtener el modelo AC de pequeña señal de la red de conmutación, el cual involucra la linealización del modelo para observar la respuesta del convertidor frente a las perturbaciones de la señal de entrada \hat{v}_g y las perturbaciones en la señal

de control \hat{d} . En la Figura 17 se muestra el circuito obtenido al sustituir el modelo de resistor libre de pérdidas por su equivalente de pequeña señal presentado en Erickson⁸.

Figura 17. Circuito AC de pequeña señal equivalente del modelo LFR del convertidor Flyback en DCM.



Para obtener el modelo lineal se debe tener en cuenta que los valores promedio de las señales en el convertidor vienen dadas por la suma de la señal en el punto de operación más una variación, así:

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (28)$$

$$\langle v_1(t) \rangle_{T_S} = V_1 + \hat{v}_1(t) \quad (29)$$

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_S} = I_1 + \hat{i}_1(t) \quad (30)$$

$$\langle v_2(t) \rangle_{T_S} = V_2 + \hat{v}_2(t) \quad (31)$$

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_S} = I_2 + \hat{i}_2(t) \quad (32)$$

Donde D es valor del ciclo útil del MOSFET en el punto de operación; V_1 , V_2 , I_1 e I_2 son los valores promedio que toman las señales en este mismo punto. Las cantidades \hat{v}_1 , \hat{v}_2 , \hat{i}_1 , \hat{i}_2 y \hat{d} son pequeñas variaciones AC alrededor del punto de trabajo.

Las corrientes $\langle i_1(t) \rangle_{T_S}$ e $\langle i_2(t) \rangle_{T_S}$, ecuaciones (20) y (21) respectivamente, se encuentran en función de $d_1(t)$, $\langle v_1(t) \rangle_{T_S}$ y $\langle v_2(t) \rangle_{T_S}$. A partir de las perturbaciones y linealización de estas ecuaciones, se determinarán las funciones lineales de variación de las corrientes \hat{i}_1 e \hat{i}_2 expresadas en términos de \hat{v}_1 , \hat{v}_2 y \hat{d} .

Aplicando ley de corrientes de Kirchoff en la Figura 17 se encuentran las ecuaciones correspondientes a la red de conmutación de pequeña señal:

⁸ ERICKSON, Robert W. y MAKSIMOVIC, Dragan. Fundamentals of power electronics. 2ed. Colorado. Kluwer Academic Publishers. 2001. p.421.

$$\hat{i}_1 = \frac{\hat{v}_1}{r_1} + j_1 \hat{d} + g_1 \hat{v}_2 \quad (33)$$

$$\hat{i}_2 = -\frac{\hat{v}_2}{r_2} + j_2 \hat{d} + g_2 \hat{v}_1 \quad (34)$$

Los valores de r_1 , j_1 y g_1 pueden encontrarse a partir de la expansión de Taylor de la ecuación (20) correspondiente a la corriente promedio del MOSFET $\langle i_1(t) \rangle_{Ts}$.

$$\langle i_1(t) \rangle_{Ts} = \frac{\langle v_1(t) \rangle_{Ts}}{R_e(d(t))} = f_1(\langle v_1(t) \rangle_{Ts}, \langle v_2(t) \rangle_{Ts}, d(t)) \quad (35)$$

Se expande esta expresión en una serie de Taylor tridimensional en el punto de operación V_1 , V_2 y D

$$\begin{aligned} I_1 + \hat{i}_1(t) = & f_1(V_1, V_2, D) + \hat{v}_1(t) \left. \frac{\partial f_1(v_1, V_2, D)}{\partial v_1} \right|_{v_1 = V_1} \\ & + \hat{v}_2(t) \left. \frac{\partial f_1(V_1, v_2, D)}{\partial v_2} \right|_{v_2 = V_2} \\ & + \hat{d}(t) \left. \frac{\partial f_1(V_1, V_2, d)}{\partial d} \right|_{d = D} \\ & + \text{términos no lineales de mayor orden} \end{aligned} \quad (36)$$

Los valores promedio de la expresión (36) son igualados al valor DC de la corriente en el punto de operación.

$$I_1 = f_1(V_1, V_2, D) = \frac{V_1}{R_e(D)} \quad (37)$$

Para la linealización de las variaciones de la corriente \hat{i}_1 , esta se iguala a los términos de primer orden y se descartan los términos de orden superior ya que estos son no lineales, como se presenta en (38).

$$\begin{aligned} \hat{i}_1(t) = & \hat{v}_1(t) \left. \frac{\partial f_1(v_1, V_2, D)}{\partial v_1} \right|_{v_1 = V_1} \\ & + \hat{v}_2(t) \left. \frac{\partial f_1(V_1, v_2, D)}{\partial v_2} \right|_{v_2 = V_2} \\ & + \hat{d}(t) \left. \frac{\partial f_1(V_1, V_2, d)}{\partial d} \right|_{d = D} \end{aligned} \quad (38)$$

Igualando la ecuación linealizada de la corriente \hat{i}_1 (38) con la ecuación (33) se pueden encontrar los valores r_1 , j_1 y g_1 , así:

$$\frac{1}{r_1} = \left. \frac{\partial f_1(v_1, V_2, D)}{\partial v_1} \right|_{v_1 = V_1} = \frac{1}{R_e(D)} \quad (39)$$

$$g_1 = \left. \frac{\partial f_1(V_1, v_2, D)}{\partial v_2} \right|_{v_2 = V_2} = 0 \quad (40)$$

$$j_1 = \left. \frac{\partial f_1(V_1, V_2, d)}{\partial d} \right|_{d = D} = \frac{2V_1}{DR_e(D)} \quad (41)$$

De igual forma se procede con la corriente $\langle i_2(t) \rangle_{T_s}$ (21) que puede ser expresada de la forma que se muestra en (42) con el fin de determinar los valores de r_2 , j_2 y g_2

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}^2}{R_e(d(t)) \langle v_2(t) \rangle_{T_s}} = f_2(\langle v_1(t) \rangle_{T_s}, \langle v_2(t) \rangle_{T_s}, d(t)) \quad (42)$$

La serie de Taylor en tres dimensiones:

$$\begin{aligned} I_2 + \hat{i}_2(t) = & f_2(V_1, V_2, D) + \hat{v}_1(t) \left. \frac{\partial f_2(v_1, V_2, D)}{\partial v_1} \right|_{v_1 = V_1} \\ & + \hat{v}_2(t) \left. \frac{\partial f_2(V_1, v_2, D)}{\partial v_2} \right|_{v_2 = V_2} \\ & + \hat{d}(t) \left. \frac{\partial f_2(V_1, V_2, d)}{\partial d} \right|_{d = D} \\ & + \text{términos no lineales de mayor orden} \end{aligned} \quad (43)$$

Los términos DC son:

$$I_2 = f_2(V_1, V_2, D) = \frac{V_1^2}{R_e(D)V_2} \quad (44)$$

La linealización de \hat{i}_2 corresponde a los términos de primer orden:

$$\begin{aligned} \hat{i}_2(t) = & \hat{v}_1(t) \left. \frac{\partial f_2(v_1, V_2, D)}{\partial v_1} \right|_{v_1 = V_1} \\ & + \hat{v}_2(t) \left. \frac{\partial f_2(V_1, v_2, D)}{\partial v_2} \right|_{v_2 = V_2} \\ & + \hat{d}(t) \left. \frac{\partial f_2(V_1, V_2, d)}{\partial d} \right|_{d = D} \end{aligned} \quad (45)$$

Por tanto, r_2 , j_2 y g_2 son:

$$-\frac{1}{r_2} = \left. \frac{\partial f_2(V_1, v_2, D)}{\partial v_2} \right|_{v_2 = V_2} = -\frac{V_1^2}{R_e(D)V_2^2} = -\frac{1}{R} = -\frac{1}{M^2 R_e(D)} \quad (46)$$

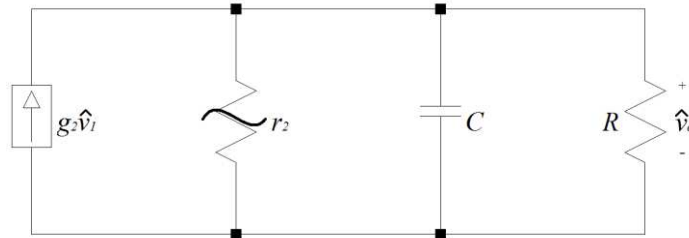
$$g_2 = \left. \frac{\partial f_2(v_1, V_2, D)}{\partial v_1} \right|_{v_1 = V_1} = \frac{2V_1}{R_e(D)V_2} = \frac{2}{MR_e(D)} \quad (47)$$

$$j_2 = \hat{d}(t) \left. \frac{\partial f_2(V_1, V_2, d)}{\partial d} \right|_{d = D} = \frac{2V_1^2}{DR_e(D)V_2} = \frac{2V_1}{MDR_e(D)} \quad (48)$$

2.4. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA $G_{vg}(s)|_{\hat{d}=0}$

Luego de encontrarse el modelo de pequeña señal AC, se procede a determinar la función de transferencia de las variaciones de la tensión de salida en función de las variaciones de la tensión de entrada. Para esto no se tienen en cuenta las variaciones de la señal de control, es decir, $\hat{d} = 0$. De esta manera el circuito de la Figura 17 se reduce al circuito de la Figura 18.

Figura 18. Circuito AC de pequeña señal del convertidor Flyback en DCM para la función de transferencia $G_{vg}(s)|_{\hat{a}=0}$.



Aplicando ley de Kirchhoff en el circuito de la Figura 18 se tiene que

$$g_2 \hat{v}_1 = \frac{\hat{v}_o}{r_2} + \hat{v}_o C s + \frac{\hat{v}_o}{R} \quad (49)$$

Reemplazando los valores de g_2 y r_2 en (49) se obtiene:

$$\frac{2}{MR_e(D)} \hat{v}_g = \frac{\hat{v}_o}{R} + \hat{v}_o C s + \frac{\hat{v}_o}{R} \quad (50)$$

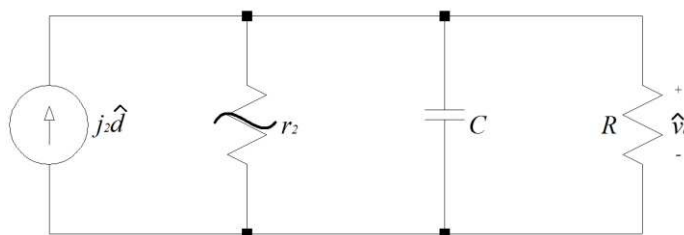
Finalmente, a partir de (50) se obtiene la función de transferencia de salida a entrada, así:

$$G_{vg}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_g} = \frac{\frac{2M}{RC}}{s + \frac{2}{RC}} \quad (51)$$

2.5. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA $G_{vd}(s)|_{\hat{v}_g=0}$

Para este caso, se desprecia las variaciones de la tensión de entrada, $\hat{v}_g = 0$, y se evalúan los cambios de la tensión de salida del convertidor frente a las variaciones de la señal de control en el punto de operación. El circuito de la Figura 17 se simplifica como se presenta en la Figura 19.

Figura 19. Circuito AC de pequeña señal del convertidor Flyback en DCM para la función de transferencia $G_{vd}(s)|_{\hat{v}_g=0}$.



Aplicando ley de Kirchhoff en el circuito de la Figura 19 se tiene que:

$$j_2 \hat{d} = \frac{\hat{v}_o}{r_2} + \hat{v}_o C s + \frac{\hat{v}_o}{R} \quad (52)$$

Sustituyendo j_2 y r_2 en (52) se obtiene:

$$\frac{2V_o}{DR} \hat{d} = \frac{\hat{v}_o}{R} + \hat{v}_o C s + \frac{\hat{v}_o}{R} \quad (53)$$

Por lo tanto, la función de transferencia de salida a señal de control es:

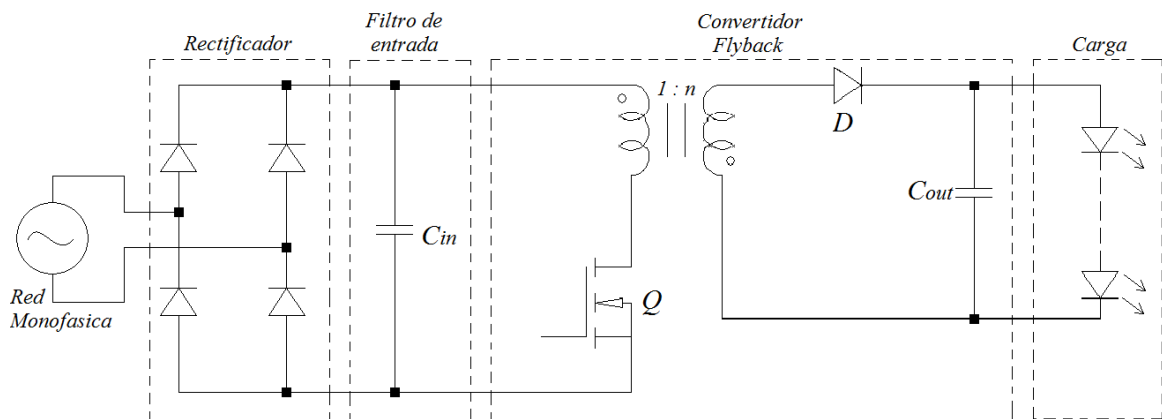
$$\mathbf{G}_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = \frac{\frac{2V_o}{DRC}}{s + \frac{2}{RC}} \quad (54)$$

3. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL CONVERTIDOR FLYBACK

3.1. DESCRIPCIÓN DEL CONVERTIDOR Y DEFINICIÓN DE ESPECIFICACIONES DE DISEÑO

El convertidor Flyback está conformado en el lado primario por una entrada de tensión DC, obtenida a partir de una etapa de rectificación y filtrado de la red monofásica, un transformador de alta frecuencia y un transistor MOSFET. En el secundario, por un diodo rectificador de conmutación rápida, un condensador como filtro de salida y finalmente la carga que corresponde a una cadena de LEDs. En la Figura 20 se presenta el circuito básico correspondiente.

Figura 20. Circuito del convertidor Flyback AC-DC.



Inicialmente se definen los parámetros de diseño del convertidor los cuales se presentan en la Tabla 3.

Tabla 3. Parámetros de diseño del convertidor.

PARÁMETRO	VALOR
Voltaje de entrada (V_{in})	120 Vrms
Frecuencia de la red (f_{red})	60 Hz
Voltaje de salida (V_o)	37 V (máx.)
Potencia de salida (P_o)	24 W (máx.)
Eficiencia (η)	80 %
Frecuencia de conmutación (f_{sw})	66.67 kHz

3.2. SELECCIÓN DEL CONDENSADOR DE ENTRADA C_{in}

Teniendo en cuenta los parámetros de diseño, el primer elemento a seleccionar es el condensador de entrada C_{in} , pues de este dependerá el voltaje mínimo (V_{min}) a la entrada del convertidor. Se busca que este voltaje sea igual o mayor al 90% del valor pico de la tensión de entrada (V_{peak}). El valor mínimo de capacitancia está dado por la expresión ⁹:

$$C_{in} = \frac{2P_o \left[\frac{1}{4f_{red}} + \frac{\sin^{-1}\left(\frac{V_{min}}{V_{peak}}\right)}{2\pi f_{red}} \right]}{\eta(V_{peak}^2 - V_{min}^2)} \quad (55)$$

Dado que el voltaje de la red monofásica es de 120 Vrms, se tiene que el voltaje pico es:

$$V_{peak} = \sqrt{2} * 120 \text{ Vrms} \approx 170 \text{ V} \quad (56)$$

Por lo tanto, V_{min} es:

$$V_{min} = 0.9V_{peak} = 153 \text{ V} \quad (57)$$

Sustituyendo los valores respectivos en la ecuación (55) se obtiene un valor de capacitancia de entrada de 78 μF . El condensador debe ser mayor a este valor por lo que se selecciona un condensador de 100 μF . La tensión máxima que debe soportar éste es el valor pico V_{peak} .

3.3. DISEÑO DEL TRANSFORMADOR

Uno de los componentes fundamentales en el convertidor Flyback es el transformador, el cual ofrece una de las características primordiales de esta topología, el aislamiento galvánico. Este transformador generalmente opera a una frecuencia de conmutación en el rango de 50 a 100 kHz, permitiendo tener un

⁹ TEXAS INSTRUMENTS. UCx84x Current-Mode PWM Controllers. Hoja de especificaciones [en línea]. Disponible en Internet: <URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc3842.pdf> >. [Citado 10 de octubre de 2017]. p.23.

balance entre el reducido tamaño del transformador y el incremento de pérdidas tanto en el núcleo del mismo como las causadas por la conmutación. Para este caso se selecciona una frecuencia de conmutación de 66.67 kHz.

La relación de vueltas de primario a secundario (N_{PS}) es seleccionada teniendo en cuenta el valor de tensión máximo deseado en el MOSFET Q y el voltaje máximo del capacitor de entrada C_{in} . Para este prototipo se busca que el voltaje entre *drain* y *source* (V_{DS}) no sea mayor a 350 V. Considerando un voltaje en el transistor de un 85% de su valor nominal y un sobrepico del voltaje de la inductancia de fuga de hasta un 30% de la tensión de entrada, el voltaje reflejado¹⁰ debe ser menor a:

$$V_{Reflejado} \leq 0.85(V_{DS} - 1.3V_{peak}) \quad (58)$$

$$V_{Reflejado} \leq 109.7 V \quad (59)$$

Para lograr esto, la relación de primario a secundario del transformador para una salida de 36 V es¹¹:

$$N_{PS} = \frac{V_{Reflejado}}{V_o} = 2.963 \quad (60)$$

Debido a que el modo de operación del convertidor depende del valor de inductancia del primario L_p , se determina el valor crítico L_{Pcrit} el cual es el límite entre DCM y CCM. Si el L_p es menor a L_{Pcrit} el convertidor opera en DCM. Este valor se obtiene a partir de¹²:

$$L_{Pcrit} = \frac{\frac{V_o^2}{P_o} N_{PS}^2}{2f_{sw}} \left(\frac{V_{in}}{V_{in} + V_o N_{PS}} \right)^2 \quad (61)$$

¹⁰ TEXAS INSTRUMENTS. UCx84x Current-Mode PWM Controllers. Hoja de especificaciones [en línea]. Disponible en Internet: <URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc3842.pdf> >. [Citado 10 de octubre de 2017]. p.23.

¹¹ Ibid. p.23.

¹² Ibid. p.26.

Reemplazando los valores respectivos en (61) se tiene un valor de 1.02 mH. Por lo tanto, la inductancia del primario se propone a un 85% de este valor, es decir, aproximadamente 872 μ H.

De la ecuación (5) se halla el valor de la corriente pico i_{pk} , donde d_1 puede ser determinado a partir de la ecuación (23):

$$d_1 = \sqrt{\frac{2L_M P_o}{T_s V_g^2}} \quad (62)$$

El valor de L_M se puede aproximar al valor de la inductancia del primario, teniendo en cuenta una inductancia de fuga L_f despreciable. Por lo tanto, el valor de d_1 es 0.31 aproximadamente, y reemplazando este valor en la ecuación (5) se tiene un valor de 0.908 A de corriente pico.

A partir de los valores de i_{pk} y d_1 , se calculan los valores promedios de las corrientes $i_1(t)$, $i_2(t)$ e $i_{LM}(t)$. Para esto se hace necesario determinar el valor de d_2 que es igual a 0.49 aproximadamente, el cual se obtuvo de la ecuación (15). Sustituyendo los valores respectivos en las ecuaciones (6), (9) y (13), se obtiene que:

$$\langle i_{LM}(t) \rangle_{T_s} = \frac{d_1(t) + d_2(t)}{2} i_{pk} = 0.359 A \quad (63)$$

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{2} d_1(t) (i_{pk}) = 0.14 A \quad (64)$$

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} = \frac{d_1(t) d_2(t) T_s}{2nL_M} \langle v_g(t) \rangle_{T_s} = 0.646 A \quad (65)$$

En cuanto a la elaboración del transformador se necesita de un núcleo de ferrita debido a que opera a una frecuencia en el orden de los kHz. A partir de las corrientes que fluirán por sus devanados respectivos se eligen los calibres adecuados del alambre de cobre. Para obtener el número de vueltas del devanado primario se partió de un núcleo de ferrita comercial sin referencia, para lo cual se devanó el primario hasta alcanzar la inductancia L_p requerida. El transformador obtenido tiene

85 vueltas en el primario (alambre de cobre calibre 26¹³) y dos bobinas de 29 vueltas en el secundario (alambre de cobre calibre 26), conectadas en paralelo debido a la corriente que debe soportar.

3.4. SELECCIÓN DE LOS ELEMENTOS SEMICONDUCTORES

Considerando los valores de corrientes hallados y las especificaciones anteriormente planteadas, se seleccionan los componentes para la implementación del convertidor. Teniendo en cuenta la corriente pico, con un factor de seguridad del 30%, se requiere un puente rectificador que soporte 1.2 A aproximadamente. Por lo tanto, se elige un puente rectificador KBP206 de 2 A (Hoja de especificaciones en el Anexo A).

Para la selección del transistor MOSFET se tienen en cuenta, principalmente, dos parámetros que son la corriente promedio de *drain* a *source* y la tensión entre *drain* y *source*. En consecuencia, el MOSFET debe soportar mínimo el valor de $\langle i_1(t) \rangle$ más un 30% de factor de seguridad, es decir 0.182 A y una tensión de 350 V. Se selecciona un transistor IRF840 (Hoja de especificaciones en el Anexo B), el cual cumple con los requerimientos y además presenta una característica resistiva en el encendido de tan solo 0.85 Ω , lo cual contribuye a minimizar las pérdidas en el convertidor.

Finalmente, para la selección del diodo del secundario se tienen en cuenta las características de corriente promedio y voltaje inverso repetitivo máximo. Según el valor de corriente obtenido en (63), el diodo debe soportar mínimo el valor de $\langle i_2(t) \rangle$ y considerando un factor de seguridad del 30% este valor es aproximadamente 0.84 A. La tensión máxima sobre este se obtiene a partir de la Figura 9, cuyo valor corresponde a $nV_g + V_o$, dando como resultado 95 V. Además de esto, el diodo debe ser capaz de responder a la frecuencia de conmutación del diseño del convertidor. Para este caso se utiliza un diodo MUR460 (Hoja de especificaciones en el Anexo C).

3.5. SELECCIÓN DEL CAPACITOR DE SALIDA C_{out}

El valor del capacitor de salida se selecciona teniendo en cuenta el rizado deseado de la tensión, el cual, para este caso, se plantea al 0.05%. dicho valor de capacitancia es determinado a partir de la ecuación (66)¹⁴.

¹³ Según el estándar AWG, el alambre de cobre calibre 26 soporta una corriente máxima de 0.361 A.

¹⁴ TEXAS INSTRUMENTS. UCx84x Current-Mode PWM Controllers. Hoja de especificaciones [en línea]. Disponible en Internet: <URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc3842.pdf> >. [Citado 10 de octubre de 2017]. p.25.

$$C_{out} \geq \frac{\frac{P_o N_{PS}}{V_{min} + N_{PS} V_o}}{0.0005 V_o f_{sw}} \quad (66)$$

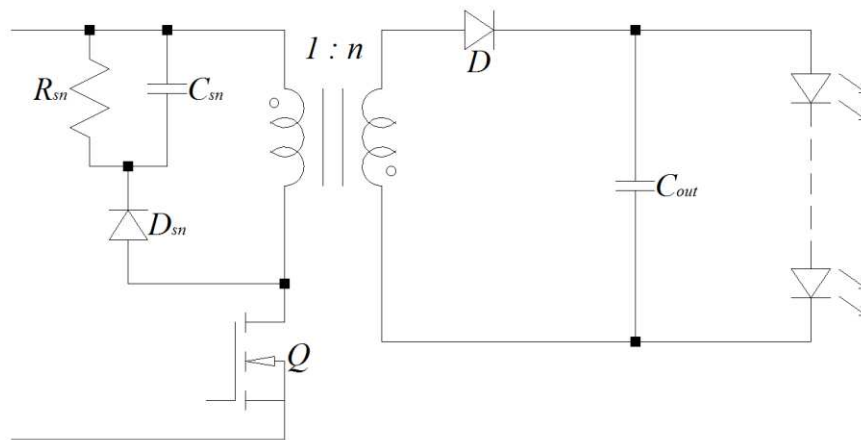
Sustituyendo los valores respectivos en la ecuación (66), se obtiene que C_{out} debe ser mayor a 225 μ F.

3.6. DISEÑO DE LA RED SNUBBER

Los convertidores de potencia conmutados, por lo general, presentan sobreesfuerzos eléctricos debidos a la conmutación de los dispositivos semiconductores. Estos sobreesfuerzos pueden causar que los semiconductores presenten fallas al ser operados más allá de sus especificaciones. Para evitar esto, se suelen utilizar circuitos de apoyo o redes *snubber* que reducen los sobrepicos de tensiones y/o corrientes dentro de los rangos de funcionamiento sugeridos por el fabricante¹⁵.

Para los convertidores Flyback, es común utilizar redes RCD (resistor-capacitor-diodo) como se muestra en la Figura 21 el cual reduce los sobrepicos de tensión sobre el MOSFET.

Figura 21. Red RCD para convertidores Flyback.

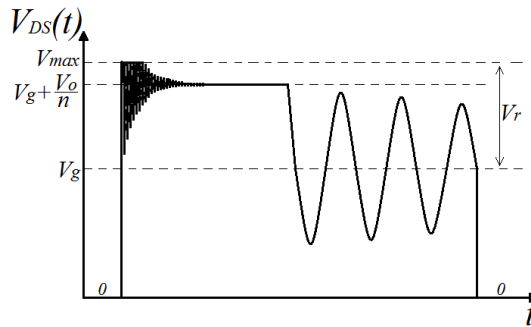


Para determinar los valores de resistencia y capacitancia, se define el valor máximo de tensión sobre el transistor. Anteriormente se definió un voltaje máximo de *drain* a *source* de 350 V, así que la tensión máxima (V_{max}) a la que se busca que opere el MOSFET será el 90% de este valor máximo, es decir 315 V. Teniendo en cuenta la forma de onda de V_{DS} que se muestra en la Figura 22, donde se observa el efecto

¹⁵ BOSSO, Christophe P. Switch-Mode Power Supplies: Spice simulations and practical designs. 2ed. EEUU. McGraw-Hill Education. 2014. p.649-659.

de limitación en la tensión producido por la red *snubber*, se calculan los valores respectivos de resistencia (R_{sn}) y capacitancia (C_{sn}) a partir de las ecuaciones (67) y (68) respectivamente.

Figura 22. Voltaje de drain a source del transistor MOSFET del convertidor Flyback con red RCD.



$$R_{sn} = \frac{2V_r \left(V_r - \frac{V_o + V_f}{n} \right)}{f_{sw} L_f I_{pk}^2} \quad (67)$$

$$C_{sn} = \frac{1}{0.2 R_{sn} f_{sw}} \quad (68)$$

Se observa en (67) que el valor de L_f y V_r deben ser calculados. V_r se obtiene de:

$$V_r = V_{max} - \sqrt{2} V_{in} = 145 \text{ V} \quad (69)$$

El valor de la inductancia de fuga (L_f) se halla a partir del siguiente procedimiento¹⁶:

- Se mide la inductancia del primario L_{psopen} .
- Se mide la inductancia del primario colocando en corto circuito el secundario $L_{psshort}$.
- Se calcula el factor de acoplamiento k a partir de:

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{psshort}}{L_{psopen}}} \quad (70)$$

¹⁶ BOSSO, Christophe P. Switch-Mode Power Supplies: Spice simulations and practical designs. 2ed. EEUU. McGraw-Hill Education. 2014. p.440-441.

d. Se calcula la inductancia de fuga:

$$L_f = (1 - k)L_{psopen} \quad (71)$$

Realizando las respectivas mediciones se obtuvo que L_{psopen} es de 896 μH y $L_{psshort}$ de 32.08 μH . Por tanto, L_f es de 16.18 μH aproximadamente.

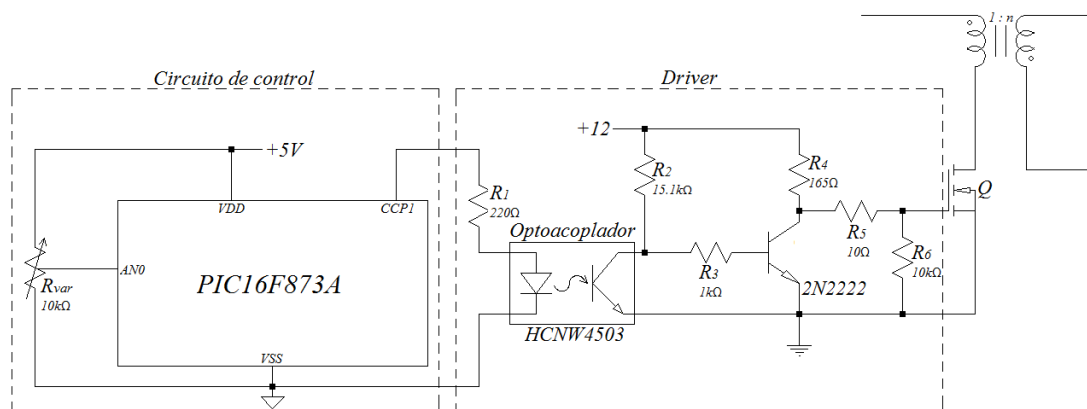
Con los valores de V_r y L_f encontrados y teniendo en cuenta que V_f corresponde al voltaje en directo del diodo del secundario (0.45 V), se reemplazan en la ecuación (67) y se determina el valor de R_{sn} que es de 11.09 $\text{k}\Omega$ y de la ecuación (68), C_{sn} es de 6.76 nF.

3.7. PRUEBAS A LAZO ABIERTO DEL CONVERTIDOR

Para la realización de las pruebas a lazo abierto es necesario generar una modulación de ancho de pulso (PWM: Pulse Width Modulation) para la conmutación del MOSFET. Para este fin se utiliza un microcontrolador PIC16F873A y un *driver* que aísla el disparo del transistor, de tal forma que la parte digital y la de potencia posean puntos de referencia diferentes evitando interferencias de la etapa de potencia hacia la digital.

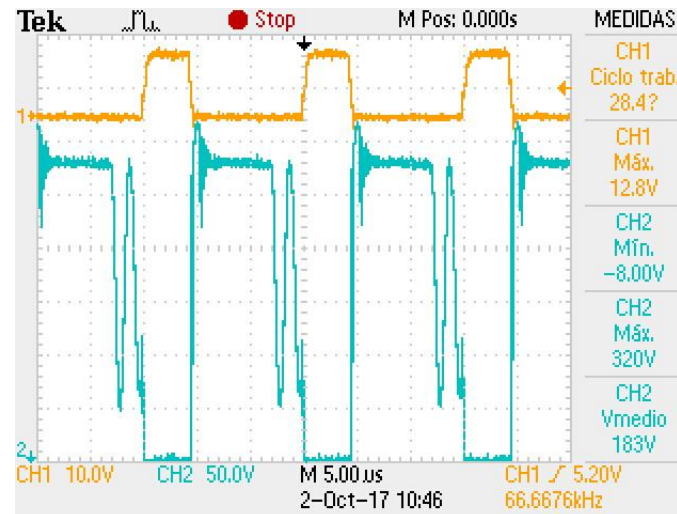
Este *driver* está conformado por un opto transistor de alta velocidad HCNW4503 y un transistor BJT 2N2222 que trabajan en sus zonas de corte y saturación. En la Figura 23 se presenta el circuito para la respectiva conexión.

Figura 23. Circuito de control y driver para el disparo del MOSFET.



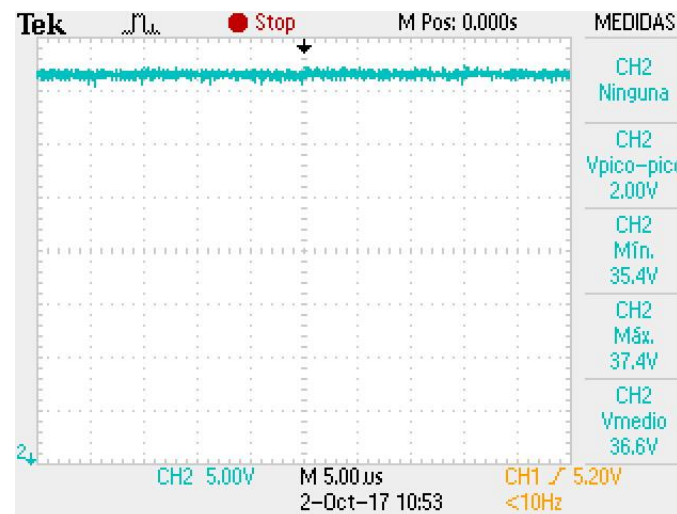
Con la implementación del circuito anterior se procede a variar el ciclo útil de la señal PWM desde el 0% hasta el ciclo útil correspondiente al voltaje de salida máximo. En dicho punto se observa la forma de onda de voltaje de *drain a source* comprobando la acción de la red *snubber* y el funcionamiento adecuado del convertidor como se muestra en la Figura 24.

Figura 24. Voltaje de gate a source del MOSFET (CH1) y voltaje de drain a source del MOSFET (CH2).



En la Figura 25 se presenta la forma de onda de la tensión de salida del convertidor. El rizado de esta depende de la resistencia equivalente en serie (ESR: Equivalent Series Resistance) del capacitor de salida. Para reducirlo se utilizaron cuatro condensadores en paralelo.

Figura 25. Tensión de salida del convertidor.



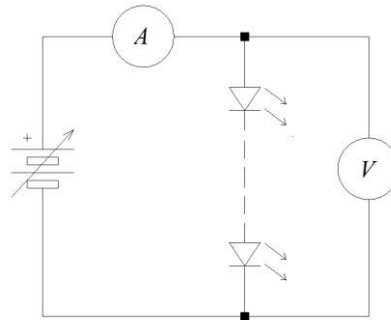
4. DISEÑO DE LA ESTRATEGIA DE CONTROL

4.1. IDENTIFICACIÓN DE LAS CARACTERÍSTICAS DE LA CARGA

Previo al diseño de una estrategia de control se realizó una caracterización de la carga correspondiente debido a que la tensión de salida del convertidor depende del valor de ésta, como se pudo observar en el resultado obtenido (ecuación (27)) en el análisis de estado estacionario del capítulo 2.

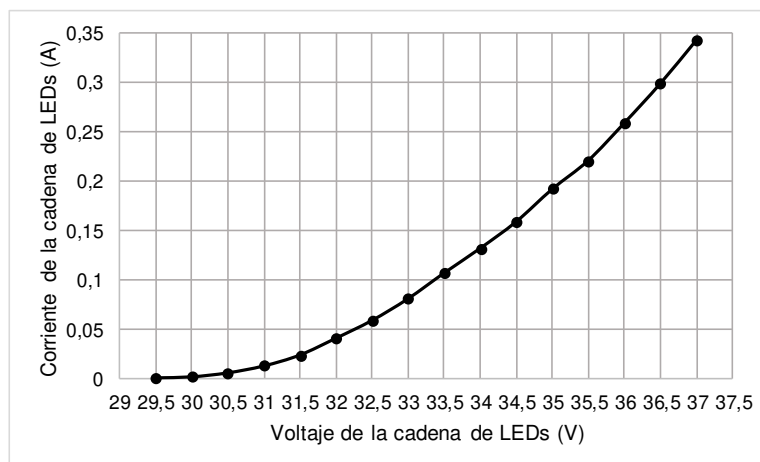
Teniendo en cuenta que la cadena de LEDs se alimenta con una tensión de 37 V a máxima potencia, se procede a determinar la característica de corriente en relación al voltaje de dicha cadena utilizando una fuente de alimentación variable como se muestra en la Figura 26.

Figura 26. Circuito para la caracterización de la cadena de LEDs.



La curva obtenida se presenta en la Figura 27. Como se puede observar, dicha respuesta no es lineal como es característico de este tipo de elementos semiconductores.

Figura 27. Curva característica de la cadena de LEDs.



Debido a que se busca variar la intensidad luminosa de la cadena de LEDs, es necesario que el convertidor pueda entregar una tensión en el rango de 29 a 37 V, lo que corresponde a la mínima y máxima iluminación respectivamente.

4.2. TÉCNICA DE CONTROL *GAIN SCHEDULING*

Como consecuencia de la no linealidad en el rango de operación, no es viable utilizar un único control lineal. Por tanto, se propone utilizar una técnica llamada *Gain Scheduling* (programación de ganancias) que consiste en definir puntos de operación para rangos aproximadamente lineales para los cuales sí es posible diseñar controladores lineales. Estos controladores forman un grupo que puede ser implementado como un solo controlador y cuyos parámetros son modificados en función al monitoreo de una o más variables que determinan el rango de operación en el cual se encuentra el sistema¹⁷.

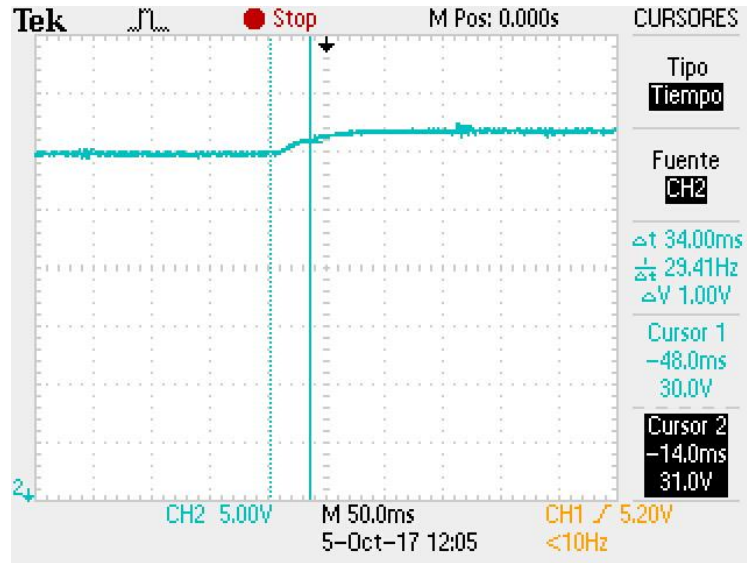
Teniendo en cuenta la curva característica presentada en la Figura 27, se definen cuatro intervalos de voltaje cada uno correspondiente a un punto de operación para el cual se obtendrá una curva de reacción como respuesta a una señal escalón, que se utilizará para diseñar un controlador por cada intervalo. Dichos intervalos son: 29 a 31 V, 31 a 33 V, 33 a 35 V y 35 a 37 V.

4.3. OBTENCIÓN DE LOS MODELOS EN LOS PUNTOS DE OPERACIÓN

A partir de las curvas de reacción del Anexo D, se obtienen los valores de ganancias y tiempos de respuesta respectivos para cada uno de los rangos ya que dichas respuestas se pueden aproximar a un modelo de primer orden. En cada rango se obtuvo la respuesta a un estímulo escalón positivo y uno negativo, con el fin de observar el comportamiento en cada caso. En la Figura 28 se presenta como ejemplo, la curva de reacción correspondiente al rango de operación de 29 a 31 V.

¹⁷ KHALIL, Hassan K. Nonlinear Systems. 2ed. EEUU. Prentice Hall. 1996. p.493-508.

Figura 28. Curva de reacción para el rango de operación de 29 a 31 V.



El tiempo de respuesta τ corresponde al tiempo que tarda en alcanzar el 63% de la variación de voltaje, que para este caso es de 2 V (29.8 a 31.8 V), obteniendo un tiempo de respuesta de 34 ms que se presenta cuando se alcanza un valor de 31 V aproximadamente.

El valor de ganancia K se obtiene a partir de la relación entre la variación de tensión (ΔV) y la variación del valor cargado al módulo CCP (ΔN_{CCP}) del microcontrolador como se muestra en la ecuación (72).

$$K = \frac{\Delta V}{\Delta N_{CCP}} = \frac{2}{6} \approx 0.333 \quad (72)$$

En la Tabla 4 se presentan los valores de ganancias y tiempos de respuesta obtenidos de cada curva de reacción del Anexo D.

Tabla 4. Valores de ganancias y tiempos de respuesta para cada rango de operación.

RANGO	GANANCIA	TIEMPO DE RESPUESTA
29 a 31 V (Subida)	0.333	34 ms
29 a 31 V (Bajada)	0.32	94 ms
31 a 33 V (Subida)	0.105	6.8 ms
31 a 33 V (Bajada)	0.105	13 ms
33 a 35 V (Subida)	0.083	6.8 ms
33 a 35 V (Bajada)	0.091	4.8 ms
35 a 37 V (Subida)	0.09	3.8 ms
35 a 37 V (Bajada)	0.06	5 ms

Para los rangos en los cuales el tiempo de respuesta es similar tanto de subida como de bajada, se tomó el mayor tiempo entre ambos (peor caso) y se promediaron las ganancias para la obtención de un solo modelo¹⁸. En el caso del rango de 29 a 31 V, en que las respuestas diferían considerablemente, se tomaron modelos independientes. En la Tabla 5 se muestran los valores de ganancias, tiempos de respuesta y la función de transferencia $G(s)$ para cada caso, la cual tiene la forma de la ecuación (73).

$$G(s) = \frac{\frac{K}{\tau}}{s + \frac{1}{\tau}} \quad (73)$$

Donde,

K : Ganancia estática de la planta o proceso.

τ : Tiempo de respuesta de la planta o proceso.

Tabla 5. Ganancias, tiempos de respuesta y funciones de transferencia de los rangos de operación.

RANGO	GANANCIA	TIEMPO DE RESPUESTA	FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA
29 a 31 V (Subida)	0.333	34 ms	$\frac{9.79}{s + 29.41}$
29 a 31 V (Bajada)	0.32	94 ms	$\frac{3.4}{s + 10.64}$
31 a 33 V	0.105	13 ms	$\frac{8.07}{s + 76.92}$
33 a 35 V	0.087	6.8 ms	$\frac{12.79}{s + 147.5}$
35 a 37 V	0.075	5 ms	$\frac{15}{s + 200}$

4.4. DISEÑO DEL CONTROLADOR PI

Con los modelos identificados para los rangos planteados y con el propósito de que el convertidor haga un seguimiento adecuado de la referencia, se propone el diseño de un controlador PI (Proporcional-Integral), ya que las características de este tipo de controlador permiten obtener un error en estado estacionario de cero, su

¹⁸ JIMÉNEZ, Fabián. Control. Apuntes de Clase. UPTC. Primer Semestre de 2017.

implementación digital es sencilla y se adapta a las características de tiempo del microcontrolador elegido (PIC16F873A).

En la Figura 29 se presenta la estructura básica de un control PI, la cual es utilizada para el diseño respectivo del controlador en función de las especificaciones planteadas para cada rango de operación, teniendo en cuenta una dinámica deseada de segundo orden¹⁹. Dichas especificaciones se presentan en la Tabla 6.

Figura 29. Diagrama de bloques básico de un control Proporcional Integral.

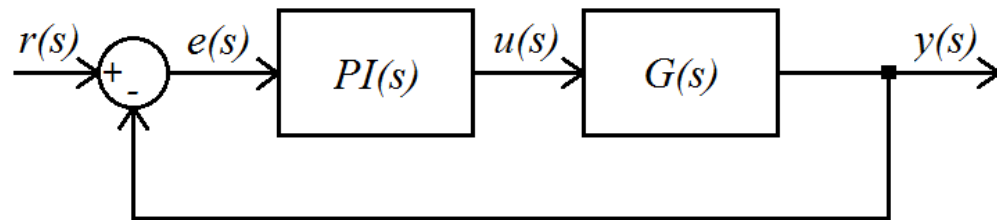


Tabla 6. Especificaciones de diseño para el controlador PI en cada uno de los rangos de operación.

RANGO	ERROR EN ESTADO ESTACIONARIO	TIEMPO DE ESTABILIZACIÓN	MÁXIMO SOBREPICO
29 a 31 V (Subida)	0%	60 ms	<2%
29 a 31 V (Bajada)		150 ms	
31 a 33 V		40 ms	
33 a 35 V		25 ms	
35 a 37 V		30 ms	

La dinámica deseada corresponde a la expresión:

$$G_D(s) = \frac{K_c \omega_n^2}{s^2 + 2\rho \omega_n s + \omega_n^2} \quad (74)$$

Donde,

$G_D(s)$: Función de transferencia deseada a lazo cerrado.

K_c : Ganancia estática del sistema a lazo cerrado.

ω_n : Frecuencia natural del sistema.

ρ : Coeficiente de amortiguamiento.

¹⁹ JIMÉNEZ, Fabián. Control. Apuntes de Clase. UPTC. Primer Semestre de 2017.

A partir del porcentaje de máximo sobrepico ($\%MP$) se procede a determinar el valor de ρ de la ecuación (75):

$$\%MP = 100e^{\frac{-\pi\rho}{\sqrt{1-\rho^2}}} \quad (75)$$

Tras la obtención del valor de ρ se halla ω_n a partir de la expresión del tiempo de establecimiento t_s :

$$t_{s1\%} = \frac{4.6}{\rho\omega_n} \quad (76)$$

Con estos valores se determina el polinomio deseado $P_D(s)$:

$$P_D(s) = s^2 + 2\rho\omega_n s + \omega_n^2 \quad (77)$$

Posteriormente se encuentra la función de transferencia a lazo cerrado $G_{LC}(s)$ (ecuación (78)) del sistema mostrado en la Figura 29, con el fin de obtener el polinomio característico a lazo cerrado $P_{LC}(s)$.

$$G_{LC}(s) = \frac{PI(s)G(s)}{1 + PI(s)G(s)} \quad (78)$$

La función de transferencia característica de un controlador Proporcional-Integral $PI(s)$ corresponde a:

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (79)$$

Donde,

K_p : Ganancia de la acción proporcional.

K_i : Ganancia de la acción integral.

Reemplazando $G(s)$ y $PI(s)$ en la expresión (78) se obtiene:

$$G_{LC}(s) = \frac{\frac{K}{\tau}(K_p s + K_i)}{s^2 + \frac{1}{\tau}(KK_p + 1)s + \frac{KK_i}{\tau}} \quad (80)$$

Por lo tanto, el polinomio característico a lazo cerrado es:

$$P_{LC}(s) = s^2 + \frac{1}{\tau}(KK_p + 1)s + \frac{KK_i}{\tau} \quad (81)$$

Igualando el polinomio deseado, ecuación (77), con el polinomio característico, se tiene que:

$$2\rho\omega_n = \frac{1}{\tau}(KK_p + 1) \quad (82)$$

$$\omega_n^2 = \frac{KK_i}{\tau} \quad (83)$$

De las ecuaciones (82) y (83) se determinan los valores de K_p y K_i respectivamente. En la Tabla 7 se muestra el resultado para cada uno de los intervalos.

Tabla 7. Controlador PI obtenido para cada uno de los rangos de operación.

RANGO	CONTROLADOR PI
29 a 31 V (Subida)	$10.24 + \frac{1439}{s}$
29 a 31 V (Bajada)	$13.69 + \frac{379.87}{s}$
31 a 33 V	$18.91 + \frac{2688.2}{s}$
33 a 35 V	$17.26 + \frac{4352.8}{s}$
35 a 37 V	$7.11 + \frac{2578.2}{s}$

Con el fin de implementar el controlador en el procesador digital se discretizan las funciones de transferencias vistas en la Tabla 7. Para esto se utiliza el método de *Tustin* que realiza la siguiente aproximación:

$$s = \frac{2(z - 1)}{T_m(z + 1)} \quad (84)$$

Donde T_m es el periodo de muestreo, el cual es de 0.9ms que corresponde a aproximadamente seis veces más rápido que el tiempo de respuesta de la curva de reacción más rápida, cumpliéndose el criterio de Nyquist. Sustituyendo la expresión (84) en la ecuación (79) se obtiene la función de transferencia discreta del controlador $PI(z)$.

$$PI(z, T_m) = \frac{\left(K_p + \frac{K_i T_m}{2}\right)z - \left(K_p - \frac{K_i T_m}{2}\right)}{z - 1} \quad (85)$$

Definiendo,

$$A = K_p + \frac{K_i T_m}{2} \quad (86)$$

$$B = K_p - \frac{K_i T_m}{2} \quad (87)$$

Y teniendo en cuenta la Figura 29 se sabe que $U(z, T_m) = PI(z, T_m)E(z, T_m)$, por lo tanto, la función de transferencia discreta de la señal de control es:

$$U(z, T_m) = \left[\frac{Az - B}{z - 1}\right] E(z, T_m) \quad (88)$$

Multiplicando la expresión (88) por z^{-1} y organizando el resultado se tiene que:

$$U(z, T_m) - U(z, T_m)z^{-1} = AE(z, T_m) - BE(z, T_m)z^{-1} \quad (89)$$

Despejando $U(z, T_m)$ y aplicando transformada Z inversa, la ecuación recursiva para la implementación en el microcontrolador es:

$$u[kT_m] = Ae[kT_m] - Be[\overline{k-1}T_m] + u[\overline{k-1}T_m] \quad (90)$$

Debido a que las constantes A y B son diferentes para cada punto de operación, se calculan sus valores a partir de las ecuaciones (87) y (88) como se muestra en la Tabla 8.

Tabla 8. Valor de las constantes A y B de la ecuación recursiva del controlador PI para cada uno de los rangos de operación.

RANGO	A	B
29 a 31 V (Subida)	10.9	9.06
29 a 31 V (Bajada)	13.87	13.53
31 a 33 V	20.13	17.71
33 a 35 V	19.23	15.31

35 a 37 V	8.27	5.95
-----------	------	------

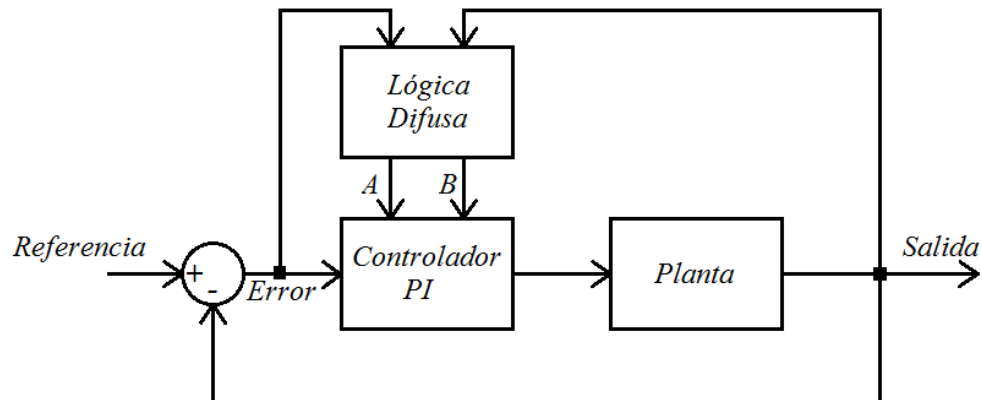
Para la implementación del controlador en el microcontrolador seleccionado se plantea implementar un “Programador de Ganancias Difuso”.

4.5. DISEÑO DEL PROGRAMADOR DE GANANCIAS DIFUSO

Como se mencionó anteriormente, la técnica de *Gain Scheduling* realiza una variación de las ganancias del controlador en función de los puntos de operación. En la actualidad, uno de los métodos más utilizados para este fin involucra el uso de la Lógica Difusa (FL: Fuzzy Logic) conformando así un tipo de control conocido con el nombre de programación de ganancias difusa (FGS: *Fuzzy Gain Scheduling*) [133-134].

Para este caso, la FL se encarga de la variación en tiempo real de las constantes A y B de la ecuación recursiva a partir del monitoreo de la salida actual del sistema, así como del error. Una de las ventajas de la FL es que permite suavizar la transición entre los controladores, determinando valores intermedios para las constantes A y B, reduciendo los cambios drásticos que puedan afectar al controlador. El diagrama de bloques básico del control FGS utilizado se presenta en la Figura 30.

Figura 30. Diagrama de bloques del control Fuzzy Gain Scheduling.



El diseño de la FL es realizado mediante el uso de la interfaz GUI *FIS Editor* de la herramienta de lógica difusa, *Fuzzy Logic Toolbox*, de MATLAB®. Dicha interfaz facilita el proceso de diseño, permitiendo definir los universos de discurso, las funciones de membresía de los conjuntos difusos y la base de reglas de una manera simple.

4.5.1. Definición de los conjuntos difusos de entrada: Las entradas del bloque difuso son la señal de error y el voltaje de salida, para las cuales se precisan los

universos de discurso respectivos. Debido al rango de operación planteado para el sistema, el voltaje de salida se define entre 29 y 37 V y la señal de error se define entre -8 y 8 V correspondiente a la diferencia positiva o negativa entre los valores máximo y mínimo del voltaje de salida.

Las variables lingüísticas para la señal del error son:

- EP: Error Positivo
- EN: Error Negativo

Las variables lingüísticas para el voltaje de salida son:

- R1: Rango Uno
- R2: Rango Dos
- R3: Rango Tres
- R4: Rango Cuatro

Una vez establecidos los universos de discurso de la señal error y del voltaje de salida, así como sus respectivas variables lingüísticas, se definen los conjuntos difusos como se muestra en la Figura 31 y Figura 32 respectivamente.

Figura 31. Conjuntos difusos para la señal de error.

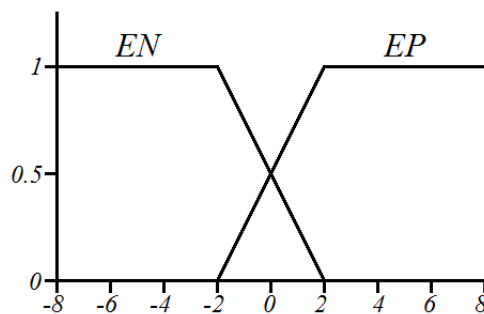
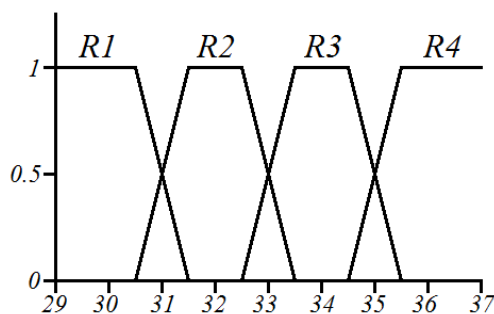


Figura 32. Conjuntos difusos para la tensión de salida.



4.5.2. Definición de los conjuntos difusos de salida: Las salidas del bloque difuso corresponden a las constantes A y B de la función recursiva del controlador. Los universos de discurso para cada una de las constantes son definidos con base en los valores obtenidos en la Tabla 8. Para el caso de A está entre 6 y 22 y para B está entre 4 y 19.

Las variables lingüísticas definidas tanto para la constante A como para B son:

- MP: Muy Pequeña.
- P: Pequeña.
- M: Mediana.
- G: Grande.
- MG: Muy Grande.

Los conjuntos difusos para A y B son presentados en la Figura 33 y Figura 34 respectivamente.

Figura 33. Conjuntos difusos para la constante A.

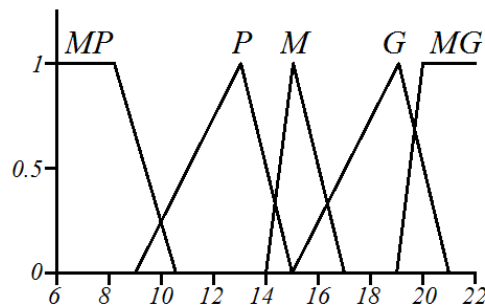
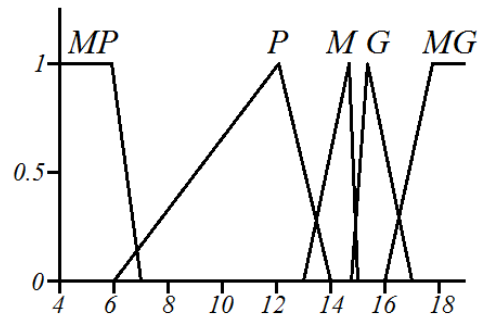


Figura 34. Conjuntos difusos para la constante B.



4.5.3. Definición de la base de reglas: La base de reglas para el bloque FL es definida en la Tabla 9. Para cada salida se asigna una variable lingüística según corresponda en función de las posibles combinaciones de las entradas.

Tabla 9. Reglas difusas para la programación de variables del controlador.

ERROR \ VOLTAJE DE SALIDA	R1	R2	R3	R4
EN	A: M B: M	A: MG B: MG	A: G B: G	A: MP B: MP
EP	A: P B: P	A: MG B: MG	A: G B: G	A: MP B: MP

5. IMPLEMENTACIÓN DE LA ESTRATEGIA DE CONTROL Y EVALUACIÓN DEL CONVERTIDOR

5.1. IMPLEMENTACIÓN DE LA ESTRATEGIA DE CONTROL

Considerando el hecho de que el convertidor está diseñado para operar en DCM, en donde la tensión de salida es dependiente de la carga, no es conveniente que la referencia llegue al valor donde la cadena de LEDs se apaga, ya que esto sería equivalente a remover la carga y podría perderse el control²⁰. Por esta razón se define que la referencia tomará valores entre 31 a 37 V.

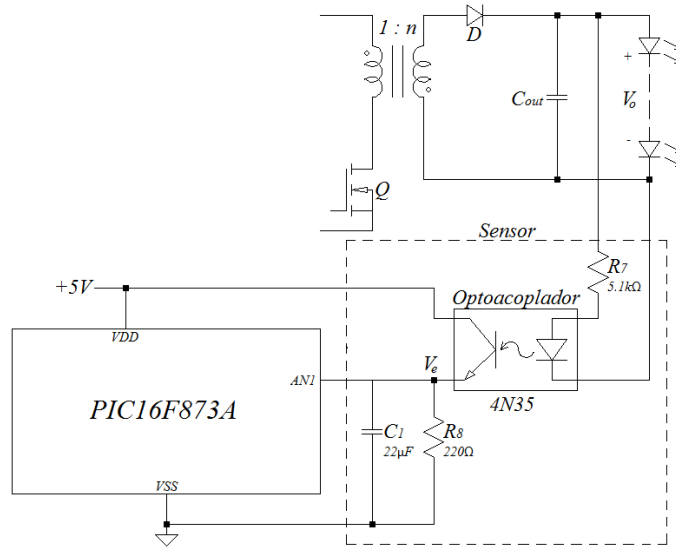
5.1.1. Acondicionamiento de la señal de referencia: El valor de la referencia es modificado por medio de un potenciómetro rotatorio que entrega un voltaje entre 0 y 5 V a una entrada análoga del microcontrolador. Dicho voltaje es convertido a un valor digital por el módulo de conversión analógica-digital (ADC: Analog-Digital Converter) del microcontrolador, el cual es configurado a una resolución de 10 bits. Este valor digital es escalizado entre 31 a 37 V a partir de la ecuación (91).

$$Referencia = \frac{6}{1023} V_{potenciómetro} + 31 \quad (91)$$

5.1.2. Circuito de realimentación y su acondicionamiento: Para la realimentación de la tensión de salida se hace necesario la introducción de un circuito que permita sensarla. Con la intención de mantener el aislamiento aportado por el transformador, se utilizó un optoacoplador 4N35 acondicionado como se muestra en la Figura 35.

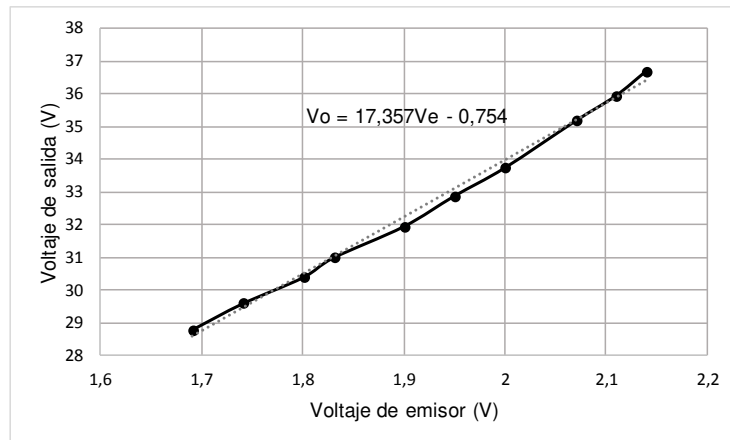
²⁰ ERICKSON, Robert W. y MAKSIMOVIC, Dragan. Fundamentals of power electronics. 2ed. Colorado. Kluwer Academic Publishers. 2001. p.107.

Figura 35. Circuito de realimentación de la tensión de salida.



Teniendo en cuenta la hoja de especificaciones del circuito integrado 4N35 y tras la realización de pruebas experimentales se determinó que los valores más adecuados de resistencia de R_7 y R_8 son $5.1k\Omega$ y 220Ω respectivamente. Con dichos valores se logra operar al optotransistor en una zona aproximadamente lineal como se presenta en la Figura 36.

Figura 36. Curva de caracterización del circuito de realimentación.

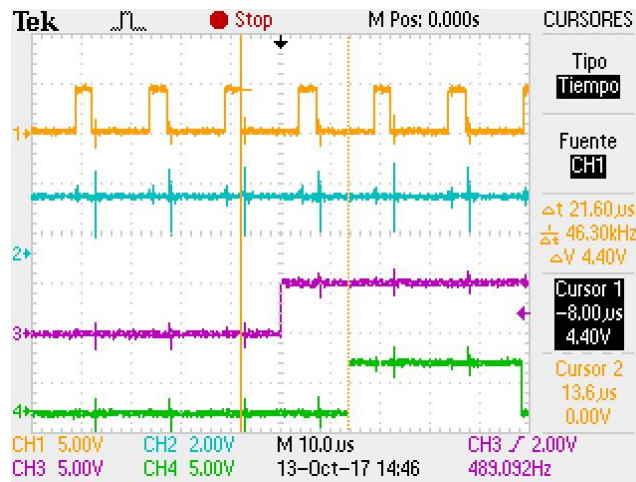


A partir de la ecuación obtenida en la Figura 36 y teniendo en cuenta la resolución del ADC del microcontrolador, la ecuación para la escalización de la señal del sensor es:

$$Realimentación = 0.08483V_e - 0.754 \quad (92)$$

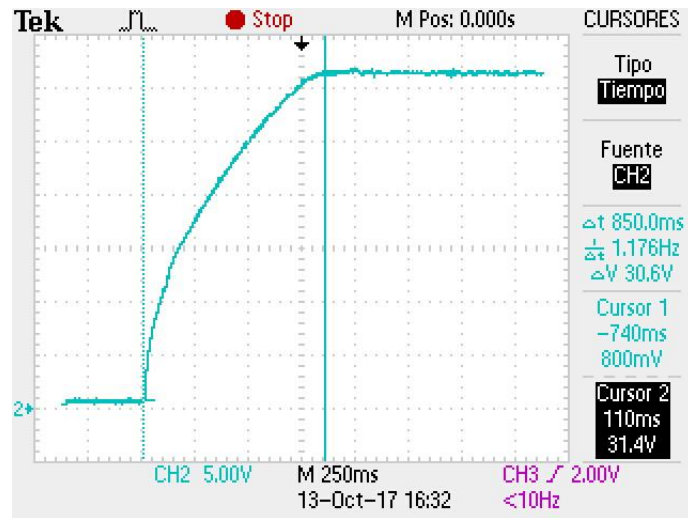
5.1.3. Sincronización de la lectura del sensor: Debido a que la señal entregada por el sensor presenta ruido en los instantes en los que la señal de control conmuta, como se muestra en la Figura 37, se sincronizó su lectura para evitar que se realice en los puntos de conmutación. Dicha sincronización se logró utilizando la atención a interrupción mediante la detección del flanco de bajada de la señal de control a través del pin RB0. A partir de esta detección y teniendo en cuenta retardos propios del microcontrolador en el ingreso a la interrupción y la selección del canal del ADC, se consiguió realizar la lectura 22 μ s después del flanco de bajada aproximadamente, donde el ruido es mínimo como se observa en la Figura 37.

Figura 37. Señal de control (CH1), Señal entregada por el sensor (CH2), señal auxiliar que indica el inicio de la interrupción (CH3) y señal auxiliar que indica el punto en que se realiza la lectura de la señal del sensor (CH4).



5.1.4. Rutina de arranque de suave: Esta rutina se realiza al encender el convertidor incrementando gradualmente la señal de control desde cero, a razón de 3.6 V/100 ms aproximadamente, hasta alcanzar un voltaje de salida alrededor del punto mínimo de operación definido para la implementación (31 V). Esto se hace con el fin de evitar cambios drásticos de la señal de control que pueden generar sobrepicos de tensión y corriente en los elementos del convertidor y para que el controlador siempre opere en el rango para el cual fue diseñado. En la Figura 38 se observa la respuesta del arranque del convertidor al implementar esta rutina.

Figura 38. Efecto del arranque suave del convertidor.

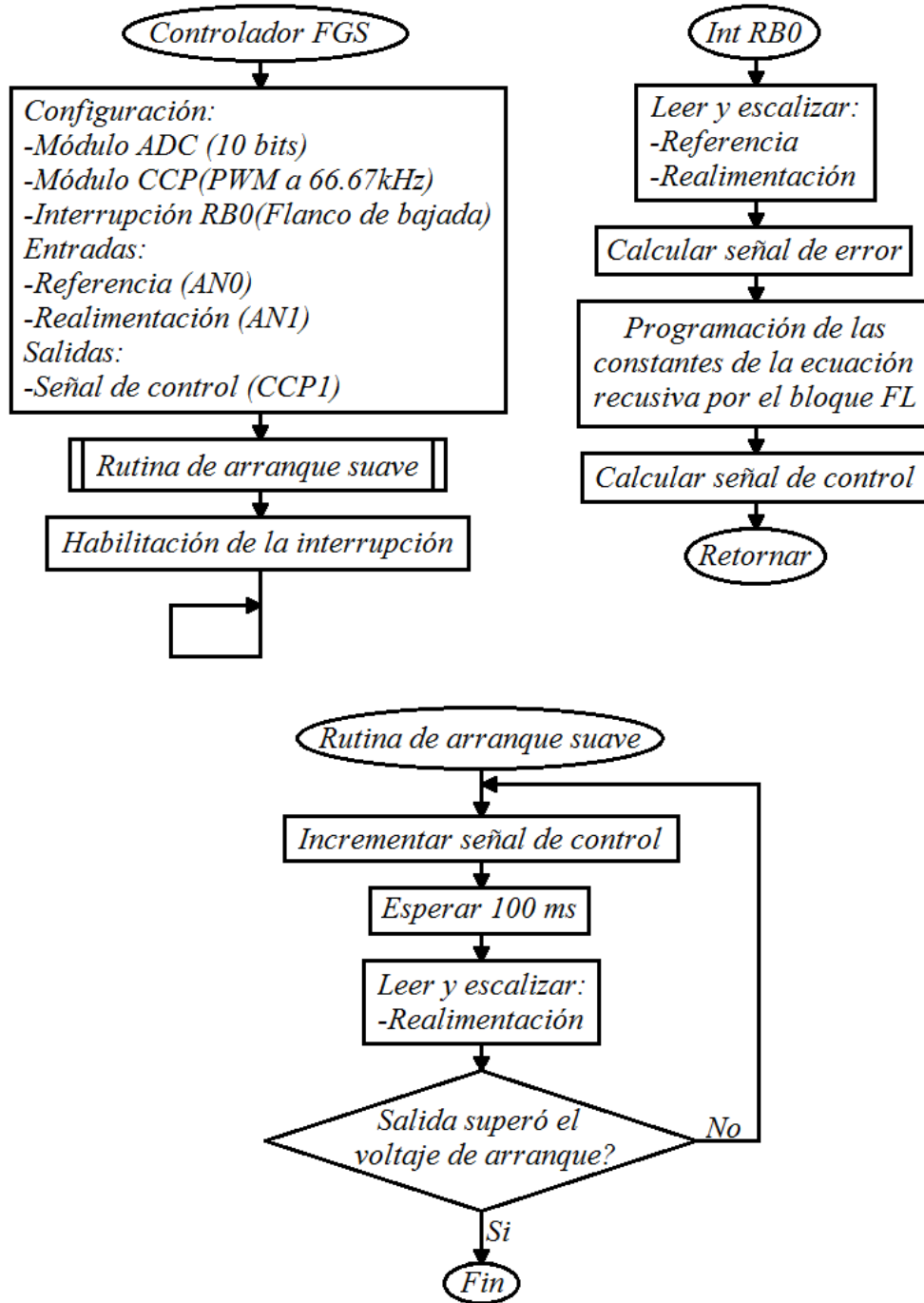


5.1.5. Implementación del programador de ganancias difuso: Antes de la implementación de la estrategia de control en el microcontrolador, se definen un conjunto de reglas de tipo *if-else* obtenidas a partir de la interfaz GUI *FIS Editor* de Matlab®, utilizando el método de defusificación del centro de área o centroide, el cual “computa el centro del área de la región bajo la curva definida por la agregación de los conjuntos difusos según la evaluación de las bases de reglas”²¹. Este conjunto de reglas es usado para la programación de las constantes A y B de la ecuación recursiva del controlador PI mencionada anteriormente en el capítulo 4 ecuación (90), en función del voltaje de salida y la señal de error.

5.1.6. Algoritmo del controlador implementado: Teniendo en cuenta los procedimientos descritos en el transcurso de este capítulo y la ecuación recursiva del controlador PI se procede con el planteamiento del diagrama de flujo correspondiente al algoritmo de control, con el fin de su posterior implementación en el microcontrolador. La Figura 39 muestra el diagrama de flujo del controlador FGS.

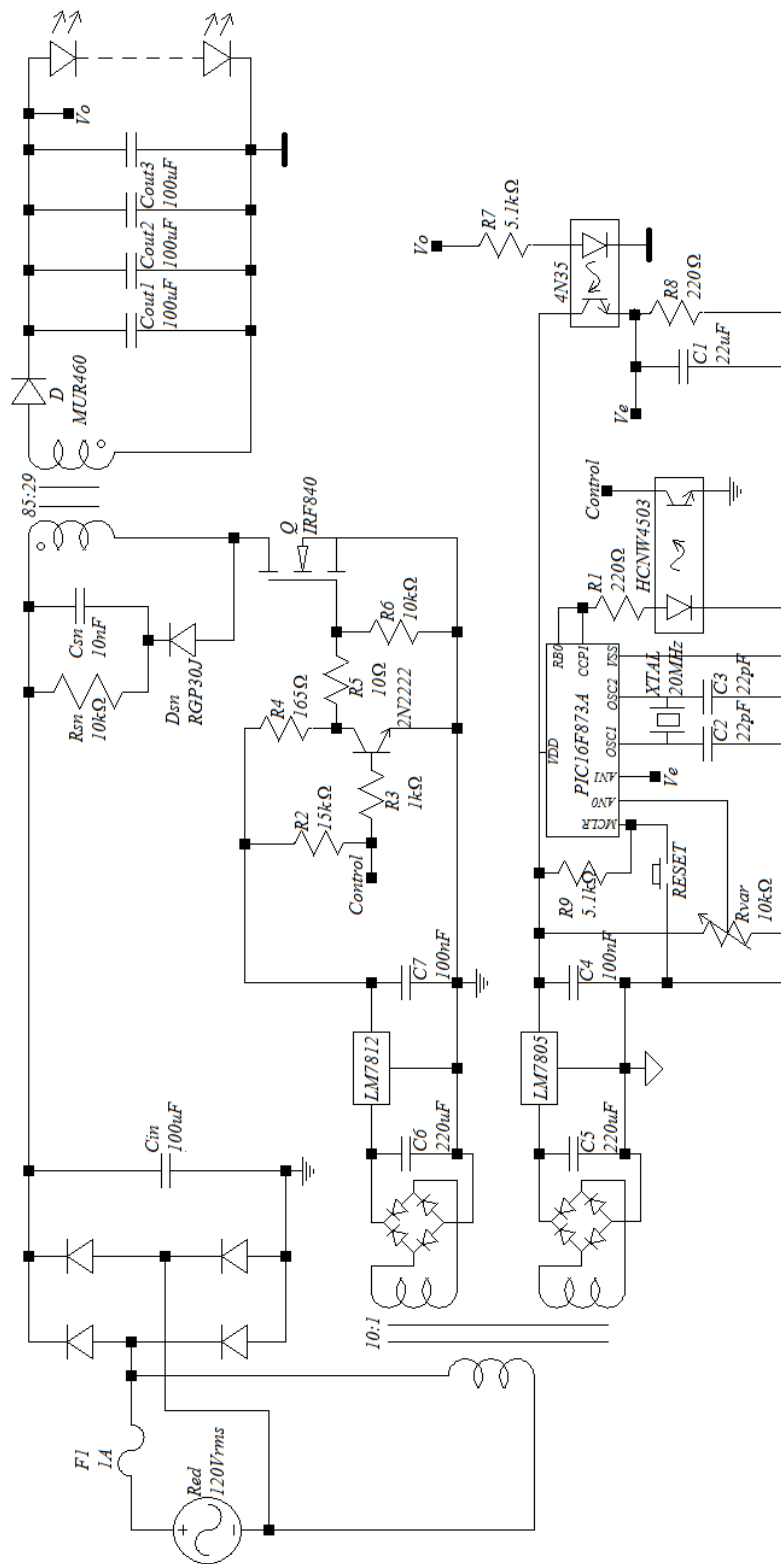
²¹ NGUYEN, Hung. A First Course in Fuzzy and Neural Control. EEUU. Chapman & Hall/CRC. 2003. p.87-132. Citado por: RUGE, Ilber A. Control difuso basado en microcontrolador para la producción de biogás en digestión anaerobia tipo Batch de fracción orgánica de residuos sólidos. Ibagué. 2011. Tesis (Magister en Ingeniería de Control Industrial). Universidad de Ibagué.

Figura 39. Diagrama de flujo para la implementación del controlador FGS.



El circuito final implementado para la prueba del prototipo se presenta en la Figura 40.

Figura 40. Circuito completo del convertidor implementado.



5.2. EVALUACIÓN DEL CONVERTIDOR

Para la respectiva evaluación del convertidor se tienen en cuenta dos aspectos fundamentales: funcionamiento de la técnica de control implementada y calidad y consumo de energía.

5.2.1. Evaluación del controlador: Para comprobar el funcionamiento del controlador se realizaron dos tipos de pruebas:

La primera consiste en aplicar cambios en la referencia en forma de escalón en cada uno de los rangos con el fin de verificar el cumplimiento de los parámetros de diseño. La Figura 41 muestra como ejemplo la respuesta obtenida para un cambio de referencia de 31.6 a 33 V y la Tabla 10 resume los resultados obtenidos en este y los demás casos, cuyas respuestas se pueden observar en el Anexo E, además de la respuesta del convertidor en el peor de los casos, el cual corresponde a un cambio de la referencia de 31 a 37 V que puede darse en el encendido de la lámpara LED.

Figura 41. Respuesta del convertidor para un cambio de referencia de 31.6 a 33 V.

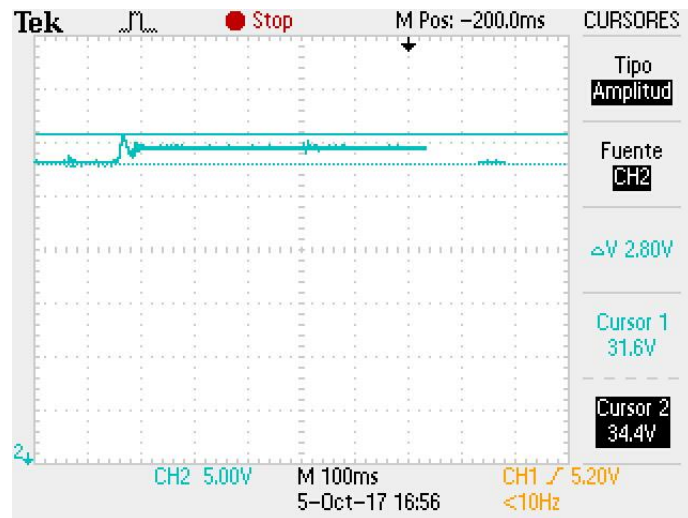
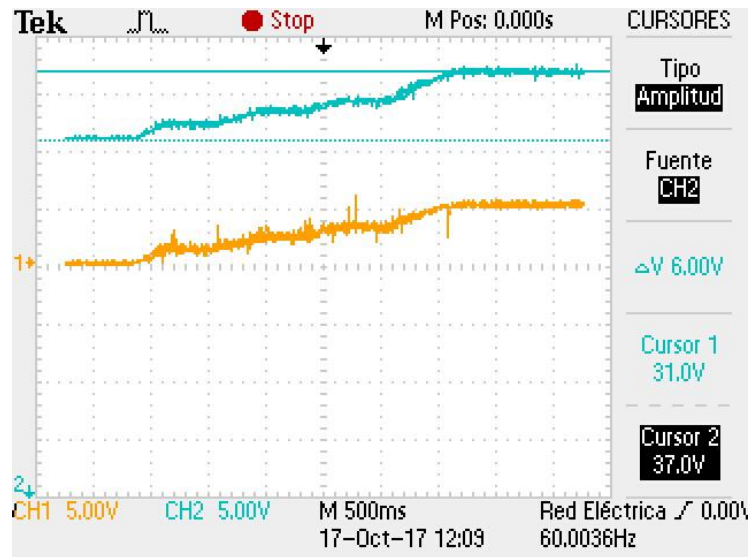


Tabla 10. Tiempo de estabilización y máximo sobrepico en cada uno de los rangos evaluados.

CAMBIO DE REFERENCIA	TIEMPO DE ESTABILIZACIÓN	MÁXIMO SOBREPICO
31.6 a 33 V	60 ms	100%
33 a 34.4 V	84 ms	100%
35 a 37.2 V	76 ms	118%
31 a 37 V	112 ms	54%

La segunda prueba realizada es la variación gradual del punto de referencia con el potenciómetro desde su mínimo hasta su máximo valor. En la Figura 42 se observa dicha variación y el respectivo cambio de la tensión de salida. El voltaje del potenciómetro se encuentra entre 0 y 5 V que según su escalización corresponde a tener una referencia entre 31 a 37 V.

Figura 42. Tensión de salida (CH2) y señal de referencia (CH1) del convertidor.



Al observar los resultados obtenidos en las pruebas se puede notar que los parámetros de diseño definidos para los controladores PI de los rangos planteados difieren de los propuestos. En el caso de los tiempos de estabilización todos son inferiores a 115 ms, lo cual es aceptable teniendo en cuenta que dichos tiempos no son críticos en el desempeño de la lámpara LED. En cuanto a los máximos sobrepicos, es la característica que más difiere con respecto a los valores planteados en el diseño de los controladores, causando que en el peor de los casos el voltaje de la cadena de LEDs alcance un valor de 40 V, lo cual representa un 8.1% por encima de la tensión máxima de operación. Este parámetro es uno de los aspectos que más se debe trabajar a futuro con el fin de mejorar el funcionamiento del controlador.

Respecto al seguimiento de la referencia se puede considerar que es el parámetro que se logra satisfactoriamente, siendo este el factor más importante en el funcionamiento del sistema. Esto debido a que la referencia es modificada manualmente y no presenta cambios de forma instantánea.

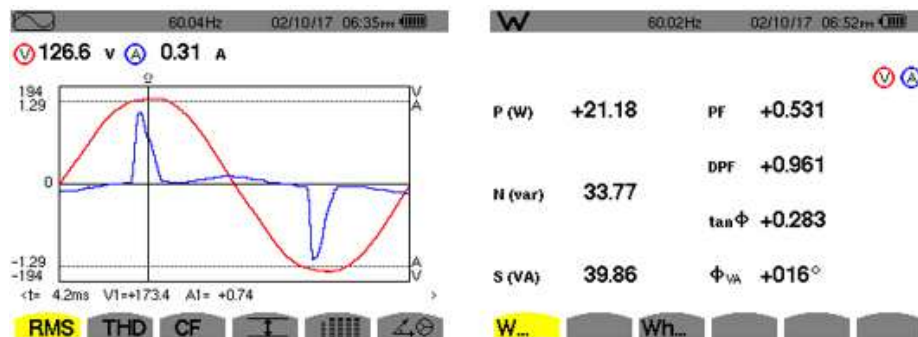
5.2.2. Evaluación de consumo y calidad de la energía: Para la medición de estos parámetros se utilizó un analizador de calidad de la energía AEMC 8333 PowerPad® III con el cual se obtuvieron los valores correspondientes de potencia,

factor de potencia (PF) y distorsión armónica (THD) en la corriente de entrada para la máxima y la mínima tensión de salida.

La Figura 43 muestra la forma de onda del voltaje y la corriente a la entrada del convertidor para la máxima tensión de salida (37 V), además de los valores de potencia y factor de potencia. Se puede observar que *el driver* tiene un consumo de potencia activa de 21.18 W y una potencia reactiva de 33.77 VAR para un consumo total de 39.86 VA con un factor de potencia de 0.53. Teniendo en cuenta que la corriente de salida en este punto es de 0.4 A, la eficiencia es de 69% aproximadamente calculada a partir de la ecuación (93).

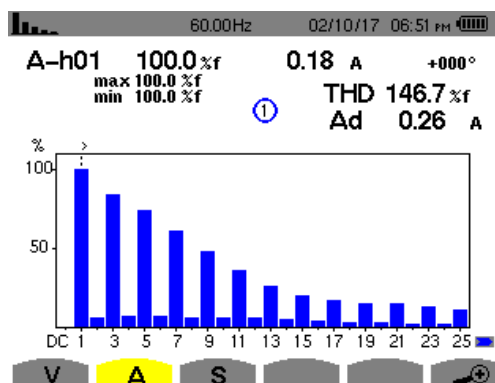
$$\eta = \frac{P_o}{P_i} 100\% = \frac{(37 V)(0.4 A)}{21.18 W} 100\% \approx 69\% \quad (93)$$

Figura 43. Formas de onda del voltaje y corriente de entrada (Izquierda) y mediciones de potencia (derecha) para el máximo voltaje de salida.



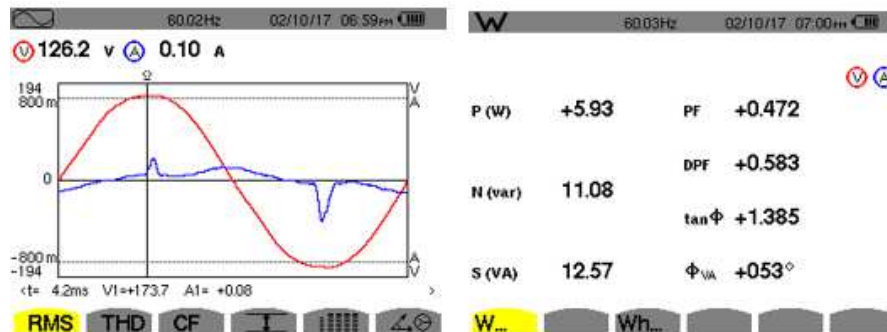
En la Figura 44 se presenta el contenido armónico y la distorsión armónica de la corriente de entrada hasta el armónico 25 con respecto a la corriente fundamental.

Figura 44. Contenido armónico de la corriente de entrada para la máxima tensión de salida.



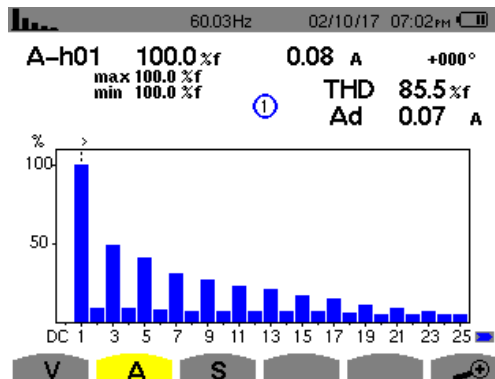
Para el caso de la tensión mínima de salida (31 V), las formas de onda del voltaje y la corriente de entrada, las mediciones de potencia y el factor de potencia, se muestran en la Figura 45. La potencia activa es de 5.93 W, la potencia reactiva de 11.08 VAR, por lo que el consumo total es de 12.57 VA con un factor de potencia de 0.47. La corriente de salida en este punto de operación es de 0.031 A, lo que resulta en una eficiencia de 16% aproximadamente.

Figura 45. Formas de onda del voltaje y corriente de entrada (Izquierda) y mediciones de potencia (derecha) para el mínimo voltaje de salida.



El contenido armónico y la distorsión armónica de la corriente de entrada en el punto mínimo de operación se presenta en la Figura 46.

Figura 46. Contenido armónico de la corriente de entrada para la mínima tensión de salida.



6. CONCLUSIONES

Se realizó la revisión bibliográfica de las topologías comúnmente utilizadas en iluminación LED, desglosando las principales ventajas y desventajas de cada una. Entre las topologías analizadas se encuentran la Boost, Buck, Buck-Boost, SEPIC y Flyback, que a pesar de ser topologías DC/DC, son utilizadas en *drivers* AC/DC al agregar una etapa de rectificación previa. Con base en las características recopiladas en este proceso, se seleccionó la topología Flyback para la implementación del *driver* dimerizable para la cadena de LEDs, principalmente por ser apropiada para aplicaciones de baja potencia, poseer aislamiento galvánico, tener un control simple y eficiencia aceptable para este tipo de aplicación.

Se obtuvo el modelo matemático de estado estacionario y de pequeña señal del convertidor Flyback en modo de conducción discontinua a partir del modelo de resistor libre de pérdidas propuesto por Erickson. Este modelo matemático permitió comprender la dinámica del sistema, observándose que ésta depende del valor de la carga, lo cual conlleva a tener especial cuidado en el diseño del convertidor cuando la carga presenta un rango de variación. Además, es útil para determinar valores aproximados de corrientes y voltajes en los componentes del circuito permitiendo realizar una selección adecuada de los mismos.

La técnica de programación de ganancias difusa resulta viable para sistemas con cargas no lineales, como es el caso de cadenas de LEDs, donde fue posible tomar varios puntos de operación lineales y diseñar un controlador lineal en cada uno de estos. A pesar de no haber alcanzado los parámetros de diseño de los controladores PI, la estrategia de control FGS implementada resultó satisfactoria ya que se logró seguir la referencia en el rango de operación propuesto (31 a 37 V).

El convertidor implementado posee una eficiencia de 69%, un factor de potencia de 0.54 y una distorsión armónica de 146.7% para un voltaje de salida de 37 V. Para una tensión de salida de 31 V, se tiene una eficiencia de 16%, un factor de potencia de 0.47 y una distorsión armónica de 85.5%.

7. TRABAJOS FUTUROS

Diseñar e implementar filtros a la entrada del convertidor que permitan reducir el contenido armónico de la corriente, con el fin de cumplir con los estándares que definen los valores máximos permisibles en sistemas de iluminación, como lo dicta el estándar IEEE 519 y la norma EN 61000-3-2.

Aplicar técnicas para la corrección del factor de potencia que puedan contribuir con el mejoramiento de la eficiencia del convertidor.

Estudiar la posibilidad de utilizar un devanado auxiliar en el transformador para la alimentación del circuito de control y disparo del MOSFET, con el propósito de eliminar el transformador lineal de baja frecuencia empleado en este prototipo para tal fin y así reducir el volumen y el costo del convertidor.

Implementar otras estrategias de control con el fin de ser comparadas y poder seleccionar la más adecuada para este convertidor.

Buscar otros circuitos de realimentación que permitan obtener una mejor resolución y sensibilidad.

BIBLIOGRAFÍA

- BOSSO, Christophe P. Switch-Mode Power Supplies: Spice simulations and practical designs. 2ed. EEUU. McGraw-Hill Education. 2014.
- ERICKSON, Robert W. y MAKSIMOVIC, Dragan. Fundamentals of power electronics. 2ed. Colorado. Kluwer Academic Publishers. 2001.
- JIMÉNEZ, Fabián. Control. Apuntes de Clase. UPTC. Primer Semestre de 2017.
- KHALIL, Hassan K. Nonlinear Systems. 2ed. EEUU. Prentice Hall. 1996.
- NGUYEN, Hung. A First Course in Fuzzy and Neural Control. EEUU. Chapman & Hall/CRC. 2003. Citado por: RUGE, Ilber A. Control difuso basado en microcontrolador para la producción de biogás en digestión anaerobia tipo Batch de fracción orgánica de residuos sólidos. Ibagué. 2011. Tesis (Magister en Ingeniería de Control Industrial). Universidad de Ibagué.
- RASHID, Muhammad H. Electrónica de Potencia: Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones. 2ed. México: Prentice Hall Hispanoamericana S.A, 1993.
- TEXAS INSTRUMENTS. UCx84x Current-Mode PWM Controllers. Hoja de especificaciones.
- UNIVERSIDAD DE CANTABRIA. Convertidores electrónicos de potencia: Regulación, control y protección de máquinas eléctricas. Apuntes de asignatura.
- VALENCIA, Hernán. Fundamentos de Electrónica Industrial. Medellín. Universidad Pontificia Bolivariana. Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, 2013.
- WINDER, Steve. Power supplies for LED driving. EEUU. Newnes.2008.

REFERENCIAS

- [1] MOCTEZUMA, Edgar. "Programación en FPGA de la etapa digital de un sistema de Iluminación en edificios inteligentes", Trabajo de grado (Ingeniero Mecánico Electricista), Xalapa: Universidad Veracruzana. Facultad De Ingeniería Mecánica Eléctrica, 2010. Disponible en Internet: <URL: <http://cdigital.uv.mx/bitstream/123456789/32885/1/moctezumamongue.pdf>> [citado en 13 de octubre de 2016]
- [2] GUTIÉRREZ, María. Iluminación led. ahorro, eficiencia e innovación: "Proyecto de mejora de la iluminación de un hotel". Trabajo de grado (Contabilidad y Finanzas). San Cristóbal de La Laguna. Escuela Universitaria de Ciencias Empresariales, 2014. Disponible en Internet: <URL: <http://riull.ull.es/xmlui/bitstream/handle/915/1142/ILUMINACION%20LED.%20AHORRO,%20EFICIENCIA%20E%20INNOVACION.%20C2%BFPROYECTO%20DE%20MEJORA%20DE%20LA%20ILUMINACION%20DE%20UN%20HOTEL%20C2%BF.pdf?sequence=1&isAllowed=y>> [citado en 13 de octubre de 2016]
- [3] EL PAÍS. "Reparto del consumo eléctrico". En: El País [en línea]. (28 de junio de 2015). Disponible en internet: <URL: http://elpais.com/elpais/2015/06/27/media/1435421833_019898.html> [citado en 13 de octubre de 2016]
- [4] TANIDES, Carlos. Auditorías Energéticas de la Iluminación Residencial. Capítulo 14. Disponible en Internet: <URL: <http://www.edutecne.utn.edu.ar/eli-iluminacion/cap14.pdf> > [citado en 14 de octubre de 2016]
- [5] LA REPUBLICA. "Bombillos ahorradores y LED, para ajustarse a las nuevas reglas". En: La Republica [en línea]. (1 de junio de 2013). Disponible en Internet: <URL: http://www.larepublica.co/consumo/bombillos-ahorradores-y-led-para-ajustarse-las-nuevas-reglas_39862 > [citado en 14 de octubre de 2016]
- [6] GREENPEACE. "LED: Diodos Emisores de Luz Información de la Tecnología. Iluminación Eficiente: primer paso hacia una [r]evolución energética" [En línea]. Disponible en Internet: <URL: <http://www.greenpeace.org/argentina/Global/argentina/report/2008/4/leds.pdf> > [citado en 14 de octubre de 2016]
- [7] SÓLYDI. Diseños Avanzados con tecnología electrónica LED. ILUMINACION LED [En línea]. Disponible en Internet: <URL: <http://www.solydi.com/ficheros/catalogos/iluminacion/PresentacionDateled.pdf> > [citado en 14 de octubre de 2016]
- [8] YOON, Y. G, HYUNG, J. P, JEONG, U. H, LIM, H. W y JANG, J. S. "Life time comparison of LED package and the self-ballasted LED lamps by simple linear regression analysis," [base de datos en línea]. *Microelectronics Reliability*, vol. 55, pp. 1779-1783, 8// 2015. Disponible en ScienceDirect@ (Elsevier).
- [9] BBC. "Los creadores de las luces LED se llevan el Premio Nobel de Física 2014". En: BBC Mundo [en línea]. (7 de octubre de 2014). Disponible en Internet: <URL: http://www.bbc.com/mundo/ultimas_noticias/2014/10/141007_ultnot_nobel_fisica_lp> [citado en 14 de octubre de 2016]
- [10] FUNDACIÓN DE LA ENERGÍA DE LA COMUNIDAD DDE MADRID. Guía sobre tecnología Led en el Alumbrado [en línea]. 2015. Disponible en Internet: <URL: <https://www.fenercom.com/pdf/publicaciones/Guia-sobre-tecnologia-LED-en-el-alumbrado-fenercom-2015.pdf>> [citado en 14 de octubre de 2016]

- [11] ERCO. Iluminación con Led: Fundamentos, Optoelectrónica, Herramientas de Iluminación y Aplicación [en línea]. Disponible en Internet: <URL: <http://www.sistemamid.com/panel/uploads/biblioteca/1/742/758/761/4421.pdf>> [citado en 14 de octubre de 2016]
- [12] DYNA. "La iluminación del futuro se basará en LEDs. (Spanish)". En: Revista DYNA-Ingeniería e Industria [en línea]. Vol. 85, pp. 110-110, 03// 2010. Disponible en Internet: <URL: <http://www.revistadyna.com/busqueda/la-iluminacion-del-futuro-se-basara-en-ledsfabrican-un-material-imposible>> [citado en 15 de octubre de 2017]
- [13] ALI, Mokhtar, ORABI, Mohamed, AHMED, Mahrous y AROUDI, Abdelali. "Design considerations of a single-stage LED lamp driver with power factor correction," [base de datos en línea]. Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS), 2011 2nd International Conference on, 2011, pp. 1-6. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [14] BLANCO, Ana María. "Efecto sobre los circuitos de distribución secundarios debido al uso intensivo de bombillas fluorescentes compactas y LEDs (Light Emitting Diodes)". Trabajo de grado (Magíster en Ingeniería - Ingeniería Eléctrica). Bogotá D.C.: Universidad Nacional de Colombia. Facultad de Ingeniería. Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica. 2010. Disponible en internet: <URL: <http://www.bdigital.unal.edu.co/8837/1/232377.2010.pdf>> [citado en 13 de octubre de 2016]
- [15] MARTÍNEZ, Tania. "Sistema de iluminación mediante leds de potencia con almacenamiento en supercapacitores". Trabajo de grado (Maestra En Electrónica Opción: Sistemas Inteligentes Aplicados). Huajuapán de León: Universidad Tecnológica de la Mixteca. División de Estudios de Posgrado. 2014. Disponible en internet: <URL: http://biblioteca.utm.mx/resultados_dig.php?folio=12185&rconsulta=datos&cadenat=Vermas> [citado en 13 de octubre de 2016]
- [16] CAPODIVACCA, Giovanni, MILANESI, Paolo y SCENINI, Andrea. "Integrated buck LED driver with application specific digital architecture," [base de datos en línea]. ESSCIRC (ESSCIRC), 2013 Proceedings of the, 2013, pp. 343-346. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [17] HERRANZ, Carlos, OLLÉ, Josep y JÁUREGUI, Fernando. "La iluminación con LED y el problema de la contaminación lumínica" [en línea]. En: *Astronomía*. 2011, pp. 36-42. Disponible en internet: <URL: <http://www.celfosc.org/biblio/general/herranz-olle-jauregui2011.pdf>> [citado en 13 de octubre de 2016]
- [18] YUN, Jae-Jung, CHOE, Hyung-Jin y LEE, Cheewoo. "A new high efficiency boost LED driver circuit for edge-lit LED Backlight Units," [base de datos en línea]. TENCON 2015 - 2015 IEEE Region 10 Conference, Macao, 2015, pp. 1-3. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [19] YUN, Jae-Jung, CHOE, Hyung-Jin, HWANG, Young-Ho, PARK, Yong-Kyu y KANG, Bongkoo. "Improvement of Power-Conversion Efficiency of a DC-DC Boost Converter Using a Passive Snubber Circuit," [base de datos en línea]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 4, pp. 1808-1814, April 2012. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [20] CHAOUI, Hicham, KHAYAMY, Mehdy, OMAR, Noshin y GUALOUS, Hamid. "Adaptive control of DC-DC boost converters with parametric uncertainties and guaranteed stability," [base de datos en línea]. 2016 IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Santa Clara, CA, 2016, pp. 431-435. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [21] BRAGA, Henrique, DIAS, Marcelo y ALMEIDA, Pedro. "On the use of a low frequency boost rectifier as a high power factor LED driver," [base de datos en línea]. 2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, Fortaleza, 2012, pp. 1-7. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

- [22] TINTU, V. R y GEORGE, Mary. "Tapped inductor technology based DC-DC converter," [base de datos en línea]. 2011 International Conference on Signal Processing, Communication, Computing and Networking Technologies, Thuckafay, 2011, pp. 747-753. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [23] BABY, Josie y DAVID, Della. "High gain single switch boost converter for sustainable energy applications using switched capacitor and coupled inductor," [base de datos en línea]. 2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT), Chennai, 2016, pp. 727-731. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [24] LU, Yang, CZARKOWSKI, Dariusz y BURY, Wieslaw. "High efficiency adaptive boost converter for LED drivers," [base de datos en línea]. 2011 7th International Conference-Workshop Compatibility and Power Electronics (CPE), Tallinn, 2011, pp. 315-318. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [25] CHENG, Lin *et al.*, "On-Chip Compensated Wide Output Range Boost Converter with Fixed-Frequency Adaptive Off-Time Control for LED Driver Applications," [base de datos en línea]. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 4, pp. 2096-2107, April 2015. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [26] ZHOU, Minchao, CHENG, Lin, HONG, Zhiliang y LIU, Bill. "A dual-path, current-sensing resistor-free boost LED driver with fast PWM dimming," [base de datos en línea]. 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, USA, 2013, pp. 848-853. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [27] OH, Tak-Jun, CHO, Ara, KI, Seok-Lip y HWANG, In-Chul. "A low-power and low-cost digitally-controlled boost LED driver IC for backlights," [base de datos en línea]. 2012 IEEE Asian Solid State Circuits Conference (A-SSCC), Kobe, 2012, pp. 237-240. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [28] HSIEH, Yuan-Ta, LIU, Bin-Da, WU, Jian-Fu, FANG, Chiao-Li, TSAI, Hann-Huei y JUANG, Ying-Zong. "A high efficiency boost white LED driver with an integrated Schottky diode," [base de datos en línea]. 2010 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems, Kuala Lumpur, 2010, pp. 660-663. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [29] HORA, Jefferson, HAMAK, Meynard y SUIZO, Kris. "High efficiency asynchronous PWM boost converter in 90nm CMOS technology for constant current LED driver," [base de datos en línea]. TENCON 2012 IEEE Region 10 Conference, Cebu, 2012, pp. 1-5. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [30] MARTÍNEZ, Fredy Hernán. Técnicas de conversión AC/DC en sistemas monofásicos con factor de potencia unitario [en línea]. 2003. Disponible en Internet: <URL: <http://revistas.udistrital.edu.co/ojs/index.php/Tecnura/article/viewFile/6135/7658>> [citado en 15 de octubre de 2017]
- [31] CHENG *et al.* "On-Chip Compensated Wide Output Range Boost Converter with Fixed-Frequency Adaptive Off-Time Control for LED Driver Applications," [base de datos en línea]. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 4, pp. 2096-2107, April 2015. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [32] HSIEH, Yuan-Ta, LIU, Bin-Da, WU, Jian-Fa, FANG, Chiao-Li, TSAI, Hann-Huei y JUANG, Ying-Zong. "A high efficiency boost white LED driver for portable electronics applications," [base de datos en línea]. 2010 International Symposium on Next Generation Electronics, Kaohsiung, 2010, pp. 13-16. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [33] GE, Ding y CHEN, Zhiliang. "On-chip boost DC-DC converter in color OLED driver & controller ICs for mobile application," [base de datos en línea]. 2005 6th International Conference on ASIC, Shanghai, 2005, pp. 459-463. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

- [34] FIGUEIREDO, João Paulo, TOFOLI, Fernando y SILVA, Bruno. "A review of single-phase PFC topologies based on the boost converter," [base de datos en línea]. 2010 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON 2010, Sao Paulo, 2010, pp. 1-6. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [35] MUSAVI, Fariborz, GAUTAM, Deepak, EBERLE, Wilson y DUNFORD, William. "A simplified power loss calculation method for PFC boost topologies," [base de datos en línea]. 2013 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), Detroit, MI, 2013, pp. 1-5. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [36] TOLLIK, Daniel y PIETKIEWICZ, Andrzej. "Comparative analysis of 1-phase active power factor correction topologies," [base de datos en línea]. Telecommunications Energy Conference, 1992. INTELEC '92., 14th International, Washington, DC, 1992, pp. 517-523. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [37] CASANOVA, Simeón. Análisis de la Dinámica de un Convertidor Boost Controlado con ZAD. Tesis de doctorado (Doctor en Ingeniería-Automática). Universidad Nacional de Colombia Sede Manizales. Facultad de Ingeniería y Arquitectura, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación. 2011. Disponible en Internet: <URL: <http://www.bdigital.unal.edu.co/3563/1/simeoncasanovatrujillo.2011.pdf>> [citado en 15 de octubre de 2017].
- [38] ARTEAGA, María Isabel. Control no lineal de convertidores conmutados CC/CC: Análisis de prestaciones y verificación experimental. Tesis Doctoral (Doctor en Automatización Avanzada y Robótica). Universidad politécnica de Cataluña. Instituto de Organización y Control de Sistemas Industriales. 2006. Disponible en Internet: <URL: <http://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2117/93262/01Mlao01de01.pdf?sequence=1&isAllowed=y>> [citado en 15 de octubre de 2017].
- [39] SREEDHAR, J y BASAVARAJU, B. "Design and analysis of synchronous Buck converter for UPS application," [base de datos en línea]. 2016 2nd International Conference on Advances in Electrical, Electronics, Information, Communication and Bio-Informatics (AEEICB), Chennai, 2016, pp. 573-579. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [40] LEIVA, G, CÁCERES, M y BUSSO, A. Convertidor CC-CC en configuración puente completo con seguimiento de punto de máxima potencia para uso en sistemas fotovoltaicos. En: Avances en Energías Renovables y Medio Ambiente [en línea]. Vol. 16, 2012. Impreso en la Argentina. ISSN 0329-5184. Disponible en Internet: <URL: https://www.researchgate.net/publication/281819407_CONVERTIDOR_CC-CC_EN_CONFIGURACION_PUENTE_COMPLETO_CON_SEGUIMIENTO_DE_PUNTO_DE_MAXIMA_POTENCIA_PARA_USO_EN_SISTEMAS_FOTOVOLTAICOS> [citado en 15 de octubre de 2017].
- [41] HAO, Xiucheng, YANG, Fan, HE, Mingxiao, ZHENG, Yongan, GUO, Ying y LIAO, Huailin. "A 93.7% peak efficiency DC-DC buck converter with all-pass network based passive level shifter in 55 nm CMOS," [base de datos en línea]. 2016 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Montreal, QC, 2016, pp. 445-448. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [42] LIU, Zhidong y LEE, Hoi. "A 25W 97%-efficiency 3.5MHz integrated dimmable LED driver with lossless synchronous current control and floating NMOS-sensing scheme," [base de datos en línea]. 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014, Fort Worth, TX, 2014, pp. 1378-1383. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [43] MITROVIĆ, Nataša, ENNE, Reinhard y ZIMMERMANN, Horst. "High-Efficiency CMOS Buck Converter with Wide Output Voltage Range," [base de datos en línea]. 2016 Austrochip Workshop

on Microelectronics (Austrochip), Villach, 2016, pp. 13-18. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[44] WU, Chung-Shiang, LEE, Hui-Hsuan, CHEN, Po-Hung y HWANG, Wei. "Digital Buck Converter With Switching Loss Reduction Scheme for Light Load Efficiency Enhancement," [base de datos en línea]. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, vol. 25, no. 2, pp. 783-787, Feb. 2017. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[45] WANG, Zhuo, DONG, Yuan, WANG, Xia, ZHOU, Zekun, MING, Xin y ZHANG, Bo. "A high-efficiency high-power BUCK converter based on fully N-type power transistors," [base de datos en línea]. 2013 IEEE 10th International Conference on ASIC, Shenzhen, 2013, pp. 1-4. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[46] DUARTE, Renan, FERREIRA, Guilherme, DALLA COSTA, Marco y ALONSO, Marcos. "Performance comparison of Si and GaN transistors in a family of synchronous buck converters for LED lighting applications," [base de datos en línea]. 2016 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Portland, OR, 2016, pp. 1-7. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[47] TONG, Zhang, YUAN, Yang, ZHENGHUA, Song y YONGBO, Fan. "A dual mode dimming white LED driver based on Buck DC-DC converter," [base de datos en línea]. 2012 International Conference on Computer Science and Information Processing (CSIP), Xi'an, Shaanxi, 2012, pp. 1129-1131. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[48] YUAN, Bing, LAI, Xinquan, WANG, Jun, HUANG, Yao y WU, Xiuzhi. "Switch size control circuit in wide-load PWM/PFM DC-DC buck converters," [base de datos en línea]. 2016 International Symposium on Integrated Circuits (ISIC), Singapore, 2016, pp. 1-3. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[49] LÓPEZ, Alberto y SÁNCHEZ, Marc. "Estudio, Simulación y Implementación de Estructuras Power Gytrators, su Control y su Aplicación en Procesado de Energía" [en línea]. Trabajo final de carrera (Ingeniero Técnico Industrial especialidad ELECTRÓNICA). Universitat Politècnica de Catalunya. Departamento de EEL. 2011. Disponible en Internet: <URL: <http://hdl.handle.net/2099.1/14222>> [citado en 15 de octubre de 2017].

[50] HALIS, Syukri, KHAN, Ahamed, ZAWAWI, Siti Nor, GHAZALI, Rohaizah y ELAMVAZUTHI, I. "Analysis of load current ripples in a four level Buck Converter," [base de datos en línea]. 2014 IEEE International Symposium on Robotics and Manufacturing Automation (ROMA), Kuala Lumpur, 2014, pp. 22-26. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[51] GIL, Bárbara. Creación de modelos de un convertidor reductor para su simulación y emulación en lazo cerrado [en línea]. Trabajo de fin de grado (Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación). Universidad Autónoma de Madrid. Escuela Politécnica Superior. 2014. Disponible en Internet: <URL: https://repositorio.uam.es/bitstream/handle/10486/662908/Gil_DeSantivanesDeBenito_Barbara_tfg.pdf?sequence=1&isAllowed=y> [citado en 15 de octubre de 2017].

[52] FOULADI, Arash, JÄRVENHAARA, Jani, FLANOVSKY, Igor y TCHAMOV, Nikolay. "A variable battery supply dc-dc buck converter designed for 45 nm-CMOS technology," [base de datos en línea]. 2016 IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE), Vancouver, BC, 2016, pp. 1-4. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[53] LIAO, Tse-Ju y CHEN, Chern-Lin. "A novel power feeding circuit for LED buck driver," [base de datos en línea]. 2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), Tainan, 2013, pp. 288-292. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[54] XU, Yu-zhen, LIN, Wei-ming, XU, Ying-chun y SHAO, Yang-jun. "Inductor optimize design for BCM BUCK-PFC in LED driver," [base de datos en línea]. 2011 International Conference on Electric

Information and Control Engineering, Wuhan, 2011, pp. 2264-2267. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[55] ROBLES, Carlos y VILLA, Gabriel. Control del punto de máxima potencia de un panel solar fotovoltaico, utilizando lógica difusa. En: *Télématique* [en línea]. Vol. 10, núm. 2, mayo-agosto, 2011, pp. 54-72. Disponible en Internet: <URL: <http://www.redalyc.org/articulo.oa?id=78421854004>> [citado en 15 de octubre de 2017].

[56] --. Diseño Convertidor Buck-Boost DC-DC invertido con identificación adaptativa y control por localización de polos [en línea]. Disponible en Internet: <URL: <http://studyres.es/doc/1164984/dise%C3%B1o-convertidor-buck-boost-dc-dc>> [citado en 15 de octubre de 2017].

[57] TORRES, Carlos, RESTREPO, Carlos y ALZATE, Alfonso. Consideraciones de diseño estático y dinámico para convertidores CC-CC. En: *Scientia et Technica Año XV* [en línea]. No 42 agosto de 2009. Universidad Tecnológica de Pereira. ISSN 0122-1701, pp. 57-62. Disponible en Internet: <URL: <http://revistas.utp.edu.co/index.php/revistaciencia/article/view/2565/1469>> [citado en 15 de octubre de 2017].

[58] ALONSO, Marcos, CALLEJA, Antonio, GACIO, David, CARDESÍN, Jesús y LÓPEZ, Emilio. "A long-life high-power-factor HPS-lamp LED retrofit converter based on the integrated buck-boost buck topology," [base de datos en línea]. IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Melbourne, VIC, 2011, pp. 2860-2865. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[59] WANG, Yijie, HUANG, Jiaoping, WANG, Wei y XU, Dianguo. "A Single-Stage Single-Switch LED Driver Based on Class-E Converter," [base de datos en línea]. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 52, no. 3, pp. 2618-2626, May-June 2016. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[60] FANG, Peng y LIU, Yan Fei. "An electrolytic capacitor-free single stage Buck-Boost LED driver and its integrated solution," [base de datos en línea]. 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014, Fort Worth, TX, 2014, pp. 1394-1401. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[61] LIN, Ray-Lee, LEE, Chia-Chun y CHANG, Yi-Chun. "Optimal design of LED array for single-loop CCM buck-boost LED driver," [base de datos en línea]. 2011 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Orlando, FL, 2011, pp. 1-5. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[62] MARTINS, Gustavo y SERDIJN, Wouter. "Adaptive buck-boost converter for RF energy harvesting and transfer in biomedical applications," [base de datos en línea]. 2016 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS), Shanghai, 2016, pp. 332-335. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[63] WANG, Yijie, HUANG, Jiaoping, WANG, Wei y XU, Dianguo. "A single-stage single-switch LED driver based on integrated buck-boost circuit and Class E converter," [base de datos en línea]. 2015 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Addison, TX, 2015, pp. 1-5. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[64] BANG, Sarvesh, SWANK, Damian, RAO, Arun, MCINTYRE, William, KHAN, Qadeer y HANUMOLU, Pavan. "A 1.2A 2MHz tri-mode Buck-Boost LED driver with feed-forward duty cycle correction," [base de datos en línea]. IEEE Custom Integrated Circuits Conference 2010, San Jose, CA, 2010, pp. 1-4. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[65] LI, Yan-Cun y CHEN, Chern_Lin. "A Novel Single-Stage High-Power-Factor AC-to-DC LED Driving Circuit With Leakage Inductance Energy Recycling," [base de datos en línea]. IEEE

Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 2, pp. 793-802, Feb. 2012. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[66] KIM, Jong-Seok, LEE, Jae-Yoon y CHOI, Byong-Deok. "High-efficiency peak-current-control non-inverting buck-boost converter using mode selection for single Ni-MH cell battery operation," [base de datos en línea]. 2015 Nordic Circuits and Systems Conference (NORCAS): NORCHIP & International Symposium on System-on-Chip (SoC), Oslo, 2015, pp. 1-4. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[67] REYES, Jonnathan. Control Fuzzy embebido para un convertidor Buck-Boost de 400v-400w [en línea]. Tesis (Licenciado en Electrónica). Universidad Pedagógica Nacional. Departamento de Ciencia y Tecnología, Facultad de Electrónica, Bogotá, Colombia. 2014. Disponible en Internet: <URL: <http://repositorio.pedagogica.edu.co/xmlui/bitstream/handle/123456789/1206/TE-17758.pdf?sequence=1>> [citado en 16 de octubre de 2017].

[68] MIAO, Shan, WANG, Faqiang y MA, Xikui. "A novel buck-boost converter with low stresses on switches and diodes," [base de datos en línea]. 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), Hefei, 2016, pp. 3344-3347. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[69] AHARON, Ilan, KUPERMAN, Alon y SHMILOVITZ, Doron. "Analysis of bi-directional buck-boost converter for energy storage applications," [base de datos en línea]. IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Vienna, 2013, pp. 858-863. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[70] BOOPATHY, K y BHOOPATHY, Bagan. "A novel method of implementing real-time buck boost converter with improved transient response for low power applications," [base de datos en línea]. 2011 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications, Langkawi, 2011, pp. 155-160. . Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[71] ONWUCHEKWA, Chimaobi y KWASINSKI, Alexis. "Analysis of boundary control for boost and buck-boost converters in distributed power architectures with constant-power loads," [base de datos en línea]. 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Fort Worth, TX, 2011, pp. 1816-1823. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[72] COATES, E. Power Supplies. Module 3: Switched Mode Power Supplies [en línea]. 2007-2013. Disponible en Internet: <URL: <http://www.learnabout-electronics.org/Downloads/Power%20Supplies%20Module%2003.pdf>> [citado en 16 de octubre de 2017].

[73] MALCOVATI, Piero, BELLONI, Massimiliano, GOZZINI, Fabio, BAZZANI, Cristiano y BASCHIROTTI, Andrea. "A 0.18 μ m CMOS 91%-efficiency 0.1-to-2A scalable buck-boost DC-DC converter for LED drivers," [base de datos en línea]. 2012 IEEE International Solid-State Circuits Conference, San Francisco, CA, 2012, pp. 280-282. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[74] KIRAN, Ram y EZHILARASI, G. "Design and analysis of soft-switched Buck-Boost Converter for PV applications," [base de datos en línea]. 2015 Annual IEEE India Conference (INDICON), New Delhi, 2015, pp. 1-5. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[75] SAHIN, Mustafa y OKUMUS, Halil. "Small signal analyses and hardware implementation of a buck-boost converter for renewable energy applications," [base de datos en línea]. 2013 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), Madrid, 2013, pp. 330-335. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[76] V, Nimy y N, Surasmi. "Harmonics and DC offset elimination scheme for buck-boost converter fed single phase inverter," [base de datos en línea]. 2015 International Conference on Control

Communication & Computing India (ICCC), Trivandrum, 2015, pp. 254-259. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[77] HUA, Chih-Chiang y TSAI, Cheng-you. "Design of a wide input range DC/DC converter based on SEPIC topology for fuel cell power conversion," [base de datos en línea]. The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -, Sapporo, 2010, pp. 311-316. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[78] MATUTE, Arnaldo y SREFEZZA, Miguel. "SEPIC type DC-DC converter fuzzy model," [base de datos en línea]. 2009 ICCAS-SICE, Fukuoka, 2009, pp. 891-895. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[79] GALI, Vijayakumar y AMRUTHA, P. B. "Fast dynamic response of SEPIC converter based photovoltaic DC motor drive for water pumping system," [base de datos en línea]. 2016 International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT), Nagercoil, 2016, pp. 1-5. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[80] KIRCIOĞLU, Onur, ÜNLÜ, Murat y ÇAMUR, Sabri. "Modeling and analysis of DC-DC SEPIC converter with coupled inductors," [base de datos en línea]. 2016 International Symposium on Industrial Electronics (INDEL), Banja Luka, 2016, pp. 1-5. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[81] CHAKRABORTY, Sajib, REZA, Salim y HASAN, Wahidul. "Design and analysis of hybrid solar-wind energy system using CUK & SEPIC converters for grid connected inverter application," [base de datos en línea]. 2015 IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Sydney, NSW, 2015, pp. 278-283. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[82] ARUNKUMAR, G, ELANGO VAN, D, PATRA, Jagadish, JAMES, Cynthia y VATS, Saumya. "A solar based SEPIC converter for street lighting application," [base de datos en línea]. 2016 International Conference on Computation of Power, Energy Information and Commuincation (ICCPEIC), Chennai, 2016, pp. 482-486. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[83] ALI, Mokhtar, ORABI, Mohamed, AHMED, Mahrous y EL-AROUDI, Abdelali. "A single stage SEPIC PFC converter for LED street lighting applications," [base de datos en línea]. 2010 IEEE International Conference on Power and Energy, Kuala Lumpur, 2010, pp. 501-506. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[84] WU, Li-Ming, HUANG, Tai-Xiang y KUAN, Kan-Sheng. "Analysis and design of digital SEPIC converter with programmed dimming and current sharing for automobile LED headlights application," [base de datos en línea]. Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference, Harbin, China, 2012, pp. 215-221. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[85] ABLAY, G. "Robust tracking controller for SEPIC drivers," [base de datos en línea]. Electronics Letters, vol. 52, no. 24, pp. 2007-2009, 11 24 2016. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[86] G, Gireesh y P. N, Seema. "High frequency SEPIC Converter with PWM Integral Sliding Mode Control," [base de datos en línea]. 2015 International Conference on Technological Advancements in Power and Energy (TAP Energy), Kollam, 2015, pp. 393-397. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[87] GEETHALAKSHMI, B. "Design of a closed loop control scheme for a DC-DC SEPIC converter using loop shaping method," [base de datos en línea]. 2015 International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies [ICCPCT-2015], Nagercoil, 2015, pp. 1-5. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[88] SALAZAR, John, ORTIZ, Eduardo y GONZALEZ, Jesús. "A fuzzy-logic-controller based on output reference tracking applied to photovoltaic systems using a SEPIC converter," [base de datos

en línea]. 2016 IEEE ANDESCON, Arequipa, 2016, pp. 1-4. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[89] RIDLEY, Ray. "Analyzing the Sepic Converter". En: Power Systems Design Europe [en línea], 2016, pp. 14-18. Disponible en Internet: <URL: cdn14.21dianyuan.com/download.php?id=59460> [citado en 16 de octubre de 2017].

[90] CHEN, Y. C. y GAO, Y. X. "Research on active clamped ZVS-SEPIC converter," [base de datos en línea]. 2010 2nd International Conference on Industrial and Information Systems, Dalian, 2010, pp. 310-314. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[91] SINGH, Sanjeev y SINGH, Bhim. "Voltage controlled PFC SEPIC converter fed PMBLDCM drive for an air-conditioner," [base de datos en línea]. 2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems & 2010 Power India, New Delhi, 2010, pp. 1-6. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[92] SALAZAR, John, ORTIZ, Eduardo y GONZALEZ, Jesús. "Analysis and non-linear control of SEPIC dc-dc converter in photovoltaic systems," [base de datos en línea]. 2015 IEEE Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA), Bogota, 2015, pp. 1-6. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[93] TSENG, Po-Jung, LIU, Yu-Chen, LO, Yu-Kang, CHIU, Huang-Jen y CHIU, Yun-Chu. "Study and implementation of a SEPIC LED driver with adjustable output voltage," [base de datos en línea]. 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA), Hiroshima, 2014, pp. 3328-3332. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[94] TIAN, Gao, QI, Wang, YAN, Yang y JIANG, Yan Zhong. "High power factor LED power supply based on SEPIC converter," [base de datos en línea]. Electronics Letters, vol. 50, no. 24, pp. 1866-1868, 11 20 2014. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[95] W. LAM, John y JAIN, Praveen. "A High-Power-Factor Single-Stage Single-Switch Electronic Ballast for Compact Fluorescent Lamps," [base de datos en línea]. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 8, pp. 2045-2058, Aug. 2010. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[96] HERNANDEZ, Marcia. Análisis comparativo entre las topologías "Boost", "Sepic" y "Cuk" usadas como correctoras del factor de potencia. Tesis (Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica) [en línea]. Cuernavaca, Morelos. 1995, 95h. Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET). Departamento de Ingeniería Electrónica. Disponible en Internet: <URL: https://www.cenidet.edu.mx/subaca/web-elec/tesis_mc/44MC_mlhn.pdf> [citado en 16 de octubre de 2017].

[97] RODA CORNEJO, Luis. Fuente de alimentación auxiliar para un cargador de baterías de un vehículo eléctrico o híbrido. Trabajo final de grado (Ingeniería Electrónica Industrial y Automática) [en línea]. Tarragona, 2014, 66h. Universitat Rovira I Virgili. Escola Tècnica Superior Enginyeria. Disponible en Internet: <URL: <http://deeee.urv.cat/public/PROPOSTES/pub/pdf/2183pub.pdf>> [citado en 16 de octubre de 2017].

[98] PADIYAR, Suprabha y KAMATH, Vedavyasa. "Design and implementation of a universal input flyback converter," [base de datos en línea]. 2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT), Chennai, 2016, pp. 3428-3433. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[99] BAKAR, M. Abu, BERTILSSON, K y AMBATIPUDI, R. "High frequency (MHz) soft switched flyback dc-dc converter using GaN switches and six-layered PCB transformer," [base de datos en línea]. 8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016), Glasgow, 2016, pp. 1-6. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

- [100] GATTO, Gianluca, LAI, Andrea, MARONGIU, Ignazio y SERPI, Alessandro. "Circuitual and mathematical modelling of flyback converters," [base de datos en línea]. 2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), Anacapri, 2016, pp. 906-911. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [101] CASTRO, Julio. Desarrollo teórico experimental de un nuevo convertidor aislado CC-CC, con dos formas de procesar la energía. Trabajo de grado (Ingeniero civil eléctrico) [en línea]. Valparaíso, 2003, 152h. Pontificia Universidad Católica de Valparaíso. Escuela de Ingeniería Eléctrica. Disponible en Internet: <URL: <http://biblioteca.ucv.cl/>> [citado en 6 de febrero de 2017].
- [102] KIM, Jong-Woo, LEE, Il-Oun, MOON, Gun-Woo y PARK, Ki-Bum. "Series input parallel output interleaved flyback converter with regenerative leakage inductance energy," [base de datos en línea]. Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference, Harbin, China, 2012, pp. 1347-1352. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [103] LI, Ji-Shiuan, LIANG, Tsorng, CHEN, Kai-Hui, LU, Yi-Ju y LI, Jhih-Sian. "Primary-side controller IC design for quasi-resonant flyback LED driver," [base de datos en línea]. 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, 2015, pp. 5308-5315. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [104] HOUSHENG, Zhang. "Research on MPPT for Solar Cells Based on Flyback Converter," [base de datos en línea]. 2010 International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation, Changsha, 2010, pp. 36-39. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [105] CHEN, Xiaofei, LIU, Xiaorui, ZHANG, Yingjie, ZOU, XueCheng y LIN, Shuangxi. "An overview of soft-switching technique for flyback converters," [base de datos en línea]. 2015 IEEE 11th International Conference on ASIC (ASICON), Chengdu, 2015, pp. 1-4. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [106] NAZARUDIN, Muhammad, RAHIM, Muhammad, ASPAR, Zulfakar, YAHYA, Azli y SELVADURAY, Thayala. "A flyback SMPS LED driver for lighting application," [base de datos en línea]. 2015 10th Asian Control Conference (ASCC), Kota Kinabalu, 2015, pp. 1-5. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [107] RYU, Kang Ryul, KIM, Wang Moon y LA, Jae Du. "Study of single-stage PFC DCM flyback converter for a short arc lamp," [base de datos en línea]. 2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Chiba, 2016, pp. 1-6. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [108] TOSUN, Gurkan, KIVANC, Omer Cihan, OGUZ, Ender, USTUN, Ozgur y TUNCAY, R. Nejat. "Development of high efficiency multi-output flyback converter for industrial applications," [base de datos en línea]. 2015 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), Bursa, 2015, pp. 1102-1108. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [109] WANG, Benfei, XIAN, Liang y TSENG, King Jet. "Dynamic model predictive voltage control for single-input dual-output flyback converter," [base de datos en línea]. 2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), Hefei, 2016, pp. 1212-1217. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [110] TALESARA, Bhavna, R., Jayapal, B., Susheel, RAO, S Nageswar y SINGH, Bhoopendra. "Efficiency enhancement of flyback converter using synchronous rectification," [base de datos en línea]. 2015 Annual IEEE India Conference (INDICON), New Delhi, 2015, pp. 1-5. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [111] AUSTERMANN, Johann, STUCKMANN, Tim y BORCHERDING, Holger. "High Efficient Flyback Converter with SiC-MOSFET," [base de datos en línea]. PCIM Europe 2016; International

Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Nuremberg, Germany, 2016, pp. 1-8. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[112] BIABANI, Mohammed Abdul Khader Aziz. "Simulation, mathematical calculation and comparison of power factor and efficiency for forward, fly back and proposed forward-flyback converter," [base de datos en línea]. 2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT), Chennai, 2016, pp. 1583-1589. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[113] KIM, Jin-Woong y HA, Jung-Ik. "Dual voltage regulations of single switch flyback converter using variable switching frequency," [base de datos en línea]. 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, 2016, pp. 1398-1402. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[114] WANG, B. F., KISHORE, K. V. Ravi y SO, P. L. "Model predictive voltage control method for flyback converter," [base de datos en línea]. 2015 Annual IEEE India Conference (INDICON), New Delhi, 2015, pp. 1-5. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[115] HALDER, T. "Power factor improvement of the flyback converters using the leakage energy recovery technique," [base de datos en línea]. 2015 International Conference on Energy, Power and Environment: Towards Sustainable Growth (ICEPE), Shillong, 2015, pp. 1-6. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[116] PUNITHA, N. y SARANYA, T. "High efficiency fly-back converter using resistance compression network," [base de datos en línea]. 2015 International Conference on Innovations in Information, Embedded and Communication Systems (ICIIECS), Coimbatore, 2015, pp. 1-6. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[117] KUMARI, Ruchi y THAKURA, P. R. "Development of fly back converter for hybrid electric vehicles," [base de datos en línea]. 2013 International Conference on Power, Energy and Control (ICPEC), Sri Rangalatchum Dindigul, 2013, pp. 335-340. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[118] PEREIRA, G. G., DE MELO, M. F., DALLA COSTA, M. A. y ALONSO, J. M. "High-power-factor LED driver based on input current shaper using a flyback converter," [base de datos en línea]. 2015 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Addison, TX, 2015, pp. 1-6. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[119] LI, Jianting, VAN HORCK, Frank, DANIEL, Bobby y BERGVELD, Henk Jan. "A High-Switching-Frequency Flyback Converter in Resonant Mode," [base de datos en línea]. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 11, pp. 8582-8592, Nov. 2017. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[120] MO, Qiong, CHEN, Min, ZHANG, Zhe, GAO, Mingzhi y QIAN, Zhaoming. "Research on a non-complementary active clamp flyback converter with unfolding DC-AC inverter for decentralized grid-connected PV systems," [base de datos en línea]. 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Phoenix, AZ, 2011, pp. 2481-2487. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[121] WANG, Hongmei, GONG, Chunying, MA, Haixiao y YAN, Yangguang. "Research on a Novel Interleaved Flyback DC/DC Converter," [base de datos en línea]. 2006 1ST IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Singapore, 2006, pp. 1-5. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

[122] OHSATO, Tatsuki y SATOH, Nobuo. "A study of passive elements for isolated flyback converter," [base de datos en línea]. 2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Chiba, 2016, pp. 1-4. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.

- [123] YAU, Y. T., JIANG, W. Z. y HWU, K. I. "Light-load efficiency improvement for flyback converter based on hybrid clamp circuit," [base de datos en línea]. 2016 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Taipei, 2016, pp. 329-333. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [124] GIMÉNEZ, Álvaro. Diseño y simulación de un convertidor Flyback para un sistema fotovoltaico. Trabajo de fin de grado (Ingeniería Electrónica Industrial y Automática) [en línea]. Valencia, 2016, 52h. Universitat Politècnica de València. Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño. Disponible en Internet: <URL: <https://riunet.upv.es/bitstream/handle/10251/73885/GIM%C3%89NEZ%20-%20Dise%C3%B1o%20y%20simulaci%C3%B3n%20de%20un%20convertidor%20Flyback%20para%20un%20sistema%20fotovoltaico.pdf?sequence=4>> [citado en 16 de octubre de 2017].
- [125] TSAI, Tsung-Hsun *et al.* "99% High accuracy knee voltage detection for primary-side control in flyback converter," [base de datos en línea]. 2015 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Lisbon, 2015, pp. 1754-1757. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [126] TUNG, Chung-pui y CHUNG, Henry Shu-hung. "A flyback AC/DC converter using power semiconductor filter for input power factor correction," [base de datos en línea]. 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, 2016, pp. 1807-1814. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [127] YU, Juzheng, XU, Shen, QIAN, Qinsong, SUN, Weifeng y LU, Shengli. "Modeling and analysis of primary side regulated flyback converter with pulse frequency modulation," [base de datos en línea]. 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), Seoul, 2015, pp. 429-434. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [128] WANG, Chua-Chin, HOU, Zong-You y HUANG, Teng-Wei. "A flyback driver with adaptive switching frequency control for smart lighting1," [base de datos en línea]. 2016 IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE), Las Vegas, NV, 2016, pp. 105-106. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [129] ALMEIDA, Pedro, SOARES, Guilherme y BRAGA, Henrique. "Off-line flyback LED driver with PWM dimming and power factor correction employing a single switch," [base de datos en línea]. 2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, Fortaleza, 2012, pp. 1-7. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [130] SA, E. Mineiro, POSTIGLIONE, C. S., SANTIAGO, R. S., ANTUNES, F. L. M. y PERIN, A. J. "Self-oscillating flyback driver for power LEDs," [base de datos en línea]. 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, San Jose, CA, 2009, pp. 2827-2832. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [131] WEI, Huai y BATARSEH, Issa. "Comparison of basic converter topologies for power factor correction," [base de datos en línea]. Southeastcon '98. Proceedings. IEEE, Orlando, FL, 1998, pp. 348-353. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [132] YE, Zhongming, GREENFELD, Fred y LIANG, Zhixiang. "Design considerations of a high power factor SEPIC converter for high brightness white LED lighting applications," [base de datos en línea]. 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Rhodes, 2008, pp. 2657-2663. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [133] FINI, Ali Motamed Oraya, GOGANI, Mahdi Bahar y POURGHOLI, Mahdi. "Fuzzy gain scheduling of PID controller implemented on real time level control," [base de datos en línea]. 2015 4th Iranian Joint Congress on Fuzzy and Intelligent Systems (CFIS), Zahedan, 2015, pp. 1-5. Disponible en IEEE Xplore® Digital Library.
- [134] BOUSSERHANE, Ismail Khalil, HAZZAB, Abdeldiebar, RAHLI, Mostefa, MAZARI, Benyounes y KAMLI, Mokhtar. Optimal Fuzzy Gains Scheduling of PI Controller for Induction Motor Speed

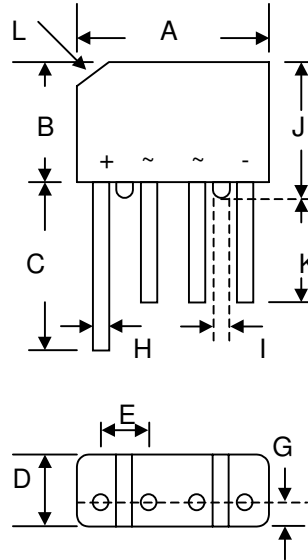
Control [en línea]. University of Sciences and Technology of Oran. Disponible en Internet: <URL: <https://www.researchgate.net/>> [citado en 17 de octubre de 2017]

ANEXO A

HOJA DE ESPECIFICACIONES DEL PUENTE
RECTIFICADOR KBP206.

Features

- Diffused Junction
- Low Forward Voltage Drop
- High Current Capability
- High Reliability
- High Surge Current Capability
- Ideal for Printed Circuit Boards
- UL Recognized File # E157705



KBP		
Dim	Min	Max
A	14.22	15.24
B	10.67	11.68
C	15.2	—
D	4.57	5.08
E	3.60	4.10
G	2.16	2.67
H	0.76	0.86
I	1.52	—
J	11.68	12.7
K	12.7	—
L	3.2 x 45° Typical	
All Dimensions in mm		

Mechanical Data

- Case: Molded Plastic
- Terminals: Plated Leads Solderable per MIL-STD-202, Method 208
- Polarity: As Marked on Body
- Weight: 1.7 grams (approx.)
- Mounting Position: Any
- Marking: Type Number

Maximum Ratings and Electrical Characteristics @ $T_A=25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Single Phase, half wave, 60Hz, resistive or inductive load.
For capacitive load, derate current by 20%.

Characteristic	Symbol	KBP 200	KBP 201	KBP 202	KBP 204	KBP 206	KBP 208	KBP 2010	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	50	100	200	400	600	800	1000	V
RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	35	70	140	280	420	560	700	V
Average Rectified Output Current (Note 1) @ $T_A = 50^\circ\text{C}$	I_O	2.0							A
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms Single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC Method)	I_{FSM}	60							A
Forward Voltage (per element) @ $I_F = 2.0\text{A}$	V_{FM}	1.1							V
Peak Reverse Current At Rated DC Blocking Voltage @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ @ $T_A = 100^\circ\text{C}$	I_{RM}	10 500							μA
Rating for Fusing ($t < 8.3\text{ms}$)	I^2t	15							A^2s
Typical Junction Capacitance per element (Note 2)	C_j	25							pF
Typical Thermal Resistance (Note 3)	$R_{\theta JA}$	30							K/W
Operating and Storage Temperature Range	T_j, T_{STG}	-55 to +165							$^\circ\text{C}$

Note: 1. Leads maintained at ambient temperature at a distance of 9.5mm from the case.
2. Measured at 1.0 MHz and applied reverse voltage of 4.0V D.C.
3. Thermal resistance junction to ambient mounted on PC board with 12mm² copper pad.

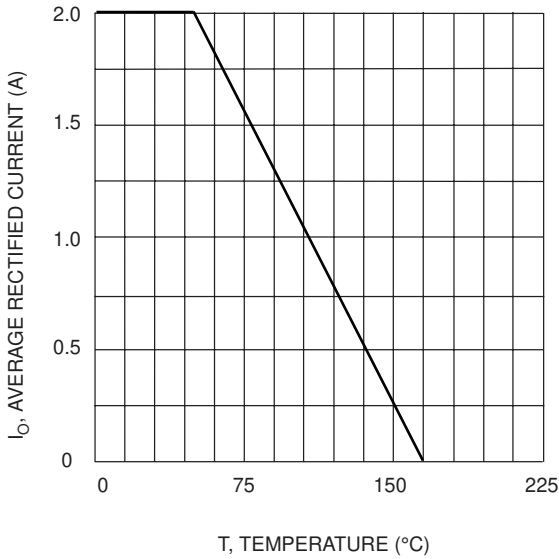


Fig. 1 Forward Current Derating Curve

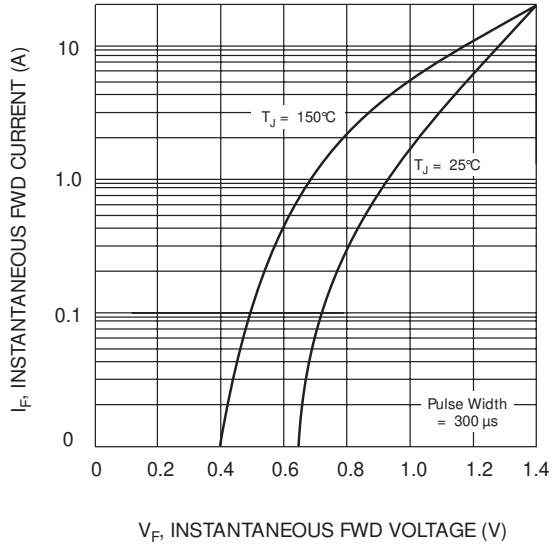


Fig. 2 Typical Fwd Characteristics

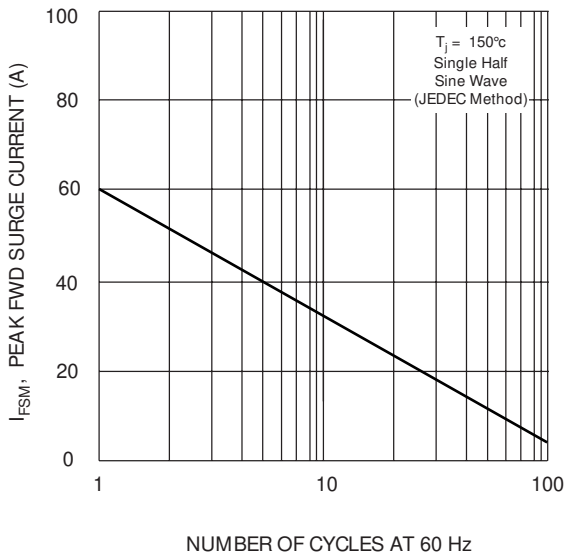


Fig. 3 Max Non-Repetitive Peak Fwd Surge Current

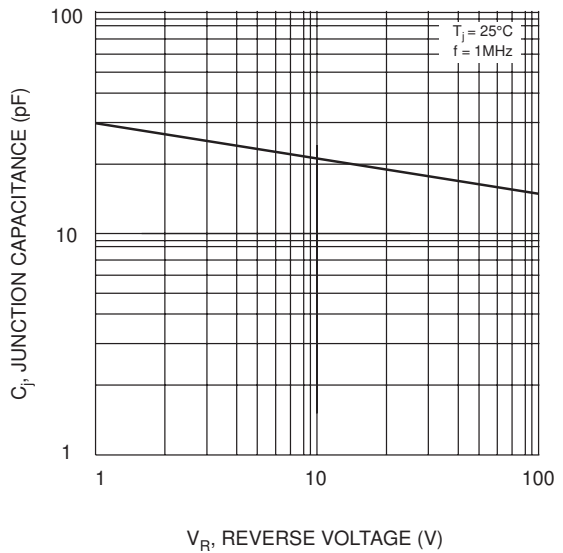


Fig. 4 Typical Junction Capacitance

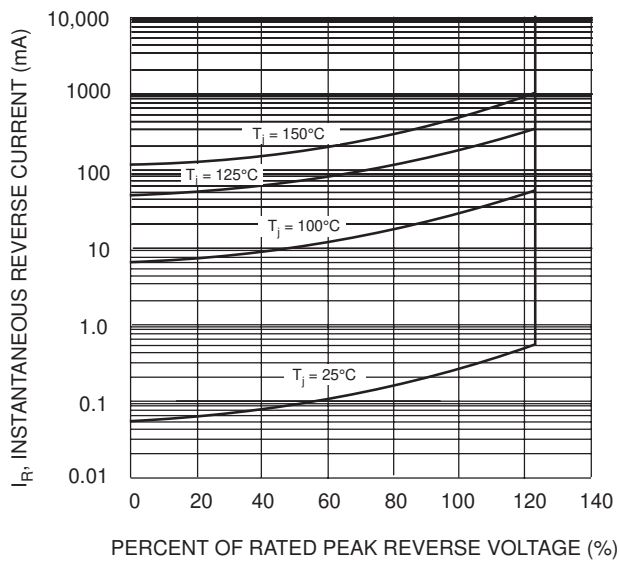


Fig. 5 Typical Reverse Characteristics

ORDERING INFORMATION

Product No.	Package Type	Shipping Quantity
KBP200	SIL Bridge	1000 Units/Box
KBP201	SIL Bridge	1000 Units/Box
KBP202	SIL Bridge	1000 Units/Box
KBP204	SIL Bridge	1000 Units/Box
KBP206	SIL Bridge	1000 Units/Box
KBP208	SIL Bridge	1000 Units/Box
KBP2010	SIL Bridge	1000 Units/Box

Shipping quantity given is for minimum packing quantity only. For minimum order quantity, please consult the Sales Department.

Won-Top Electronics Co., Ltd (WTE) has checked all information carefully and believes it to be correct and accurate. However, WTE cannot assume any responsibility for inaccuracies. Furthermore, this information does not give the purchaser of semiconductor devices any license under patent rights to manufacturer. WTE reserves the right to change any or all information herein without further notice.

WARNING: DO NOT USE IN LIFE SUPPORT EQUIPMENT. WTE power semiconductor products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without the express written approval.

Won-Top Electronics Co., Ltd.

No. 44 Yu Kang North 3rd Road, Chine Chen Dist., Kaohsiung, Taiwan

Phone: 886-7-822-5408 or 886-7-822-5410

Fax: 886-7-822-5417

Email: sales@wontop.com

Internet: <http://www.wontop.com>

We power your everyday.

ANEXO B

HOJA DE ESPECIFICACIONES DEL MOSFET IRF840.

8A, 500V, 0.850 Ohm, N-Channel Power MOSFET

This N-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistor is an advanced power MOSFET designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching converters, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

Formerly developmental type TA17425.

Ordering Information

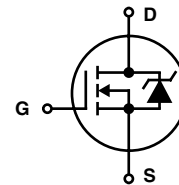
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRF840	TO-220AB	IRF840

NOTE: When ordering, include the entire part number.

Features

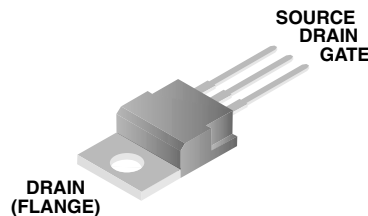
- 8A, 500V
- $r_{DS(ON)} = 0.850\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
 - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

Symbol



Packaging

JEDEC TO-220AB
TOP VIEW



IRF840

Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

	IRF840	UNITS
Drain to Source Voltage (Note 1)	500	V
Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20k\Omega$) (Note 1)	500	V
Continuous Drain Current	8.0	A
$T_C = 100^\circ\text{C}$	5.1	A
Pulsed Drain Current (Note 3)	32	A
Gate to Source Voltage	± 20	V
Maximum Power Dissipation	125	W
Linear Derating Factor	1.0	W/ $^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4)	510	mJ
Operating and Storage Temperature	-55 to 150	$^\circ\text{C}$
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s	300	$^\circ\text{C}$
Package Body for 10s, See Techbrief 334	260	$^\circ\text{C}$

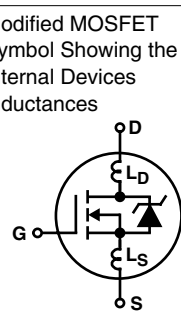
CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

1. $T_J = 25^\circ\text{C}$ to 125°C .

Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$ (Figure 10)	500	-	-	V
Gate to Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = 250\mu A$	2.0	-	4.0	V
Zero-Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0V$	-	-	25	μA
		$V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0V, T_J = 125^\circ\text{C}$	-	-	250	μA
On-State Drain Current (Note 2)	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)MAX}, V_{GS} = 10V$	8.0	-	-	A
Gate to Source Leakage Current	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20V$	-	-	± 100	nA
Drain to Source On Resistance (Note 2)	$r_{DS(ON)}$	$V_{GS} = 10V, I_D = 4.4A$ (Figures 8, 9)	-	0.8	0.85	Ω
Forward Transconductance (Note 2)	g_{fs}	$V_{DS} \geq 50V, I_D = 4.4A$ (Figure 12)	4.9	7.4	-	S
Turn-On Delay Time	$t_{D(ON)}$	$V_{DD} = 250V, I_D \approx 8A, R_G = 9.1\Omega, R_L = 30\Omega$ MOSFET Switching Times are Essentially Independent of Operating Temperature.	-	15	21	ns
Rise Time	t_r		-	21	35	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{D(OFF)}$		-	50	74	ns
Fall Time	t_f		-	20	30	ns
Total Gate Charge (Gate to Source + Gate to Drain)	$Q_{g(TOT)}$	$V_{GS} = 10V, I_D = 8A, V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}$ $I_{g(REF)} = 1.5mA$ (Figure 14) Gate Charge is Essentially Independent of Operating Temperature	-	42	63	nC
Gate to Source Charge	Q_{gs}		-	7.0	-	nC
Gate to Drain "Miller" Charge	Q_{gd}		-	22	-	nC
Input Capacitance	C_{ISS}	$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 25V, f = 1.0MHz$ (Figure 11)	-	1225	-	pF
Output Capacitance	C_{OSS}		-	200	-	pF
Reverse-Transfer Capacitance	C_{RSS}		-	85	-	pF
Internal Drain Inductance	L_D	Measured from the Contact Screw on Tab to Center of Die	-	3.5	-	nH
		Measured from the Drain Lead, 6mm (0.25in) from Package to Center of Die	-	4.5	-	nH
Internal Source Inductance	L_S	Measured from the Source Lead, 6mm (0.25in) from Header to Source Bonding Pad	-	7.5	-	nH
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$		-	-	1.0	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	Free Air Operation	-	-	62.5	$^\circ\text{C/W}$



Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Continuous Source to Drain Current	I_{SD}	Modified MOSFET Symbol Showing the Integral Reverse P-N Junction Diode	-	-	8.0	A
Pulse Source to Drain Current (Note 3)	I_{SDM}		-	-	32	A
Source to Drain Diode Voltage (Note 2)	V_{SD}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 8.0\text{A}$, $V_{GS} = 100\text{A}/\mu\text{s}$ (Figure 13)	-	-	2.0	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 8.0\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	210	475	970	ns
Reverse Recovered Charge	Q_{RR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 8.0\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	2.0	4.6	8.2	μC

NOTES:

2. Pulse Test: Pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$.
3. Repetitive Rating: Pulse width limited by Max junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).
4. $V_{DD} = 50\text{V}$, starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 14\text{mH}$, $R_G = 25\Omega$, peak $I_{AS} = 8\text{A}$.

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

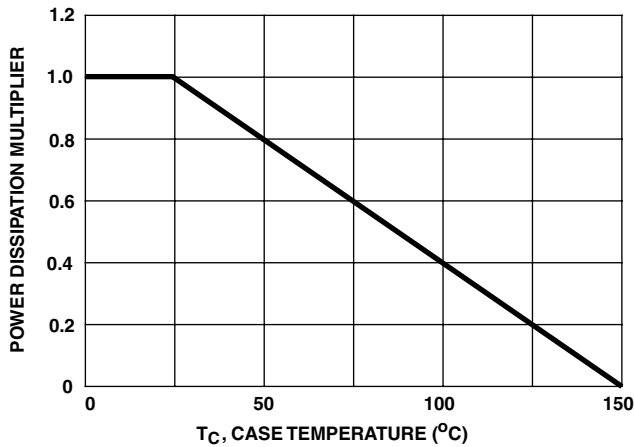


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

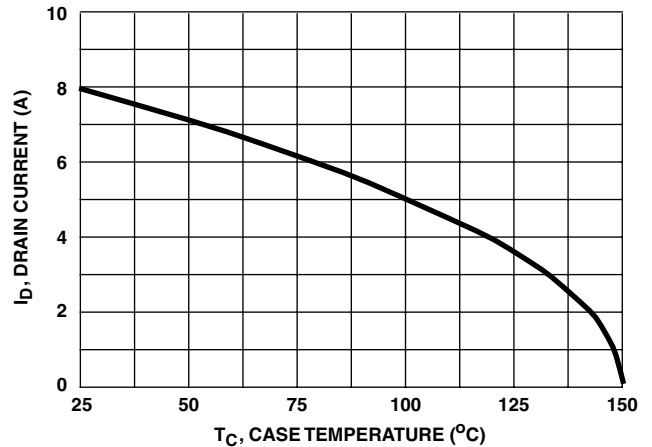


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

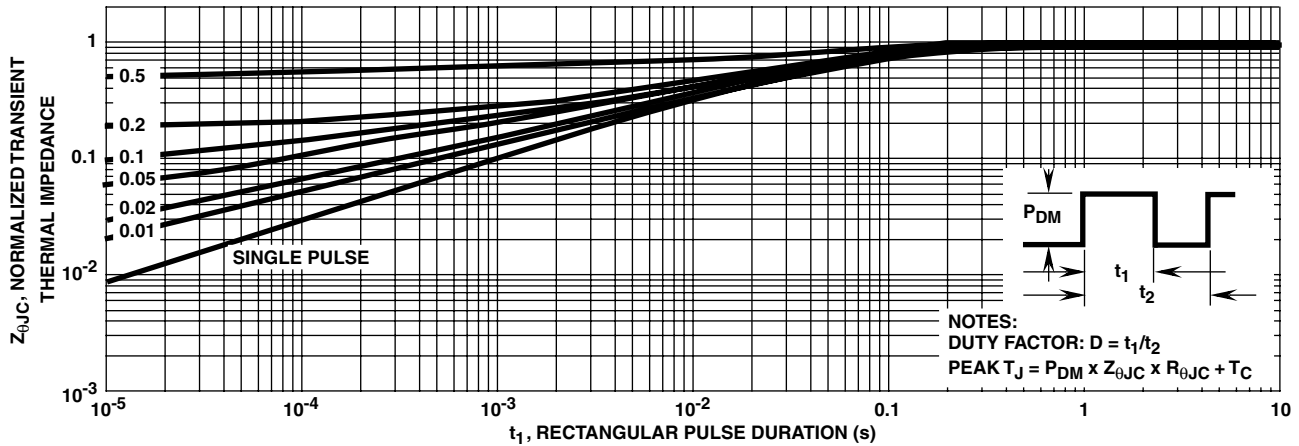


FIGURE 3. NORMALIZED MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

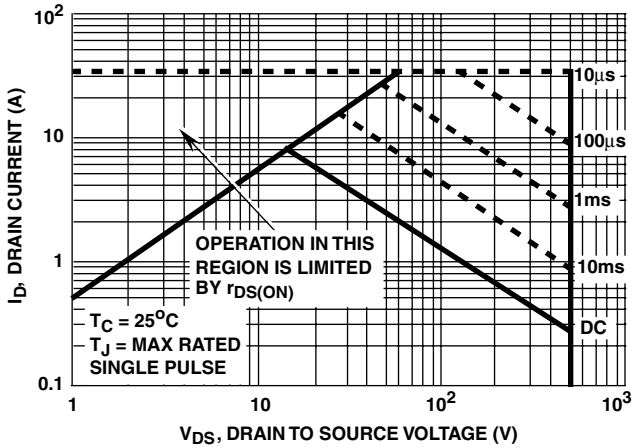


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

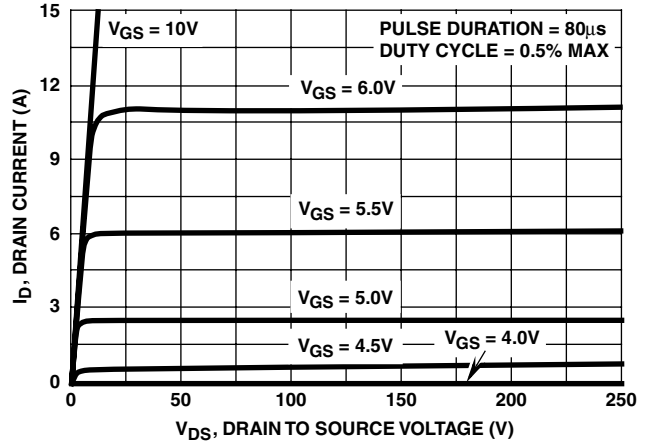


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

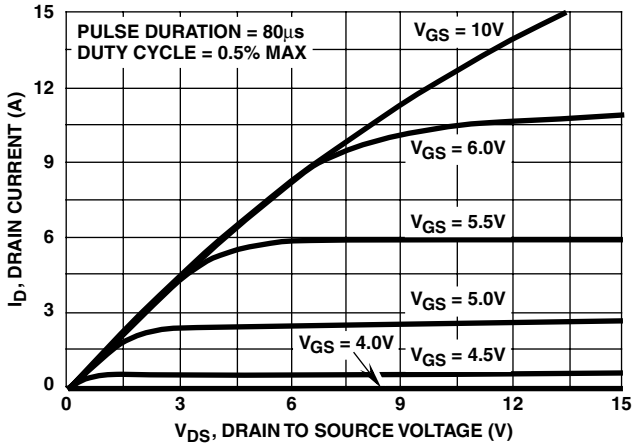


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

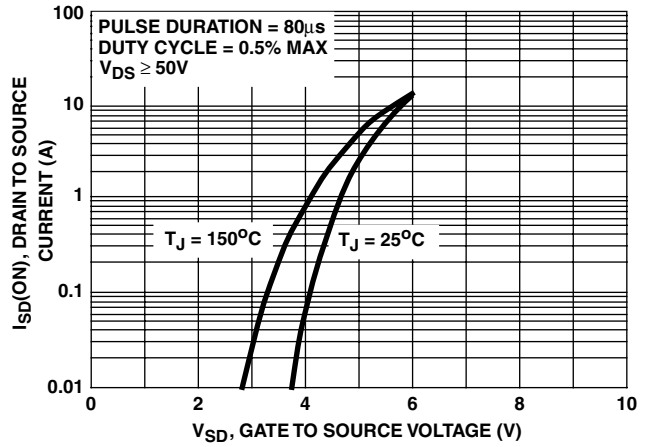


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

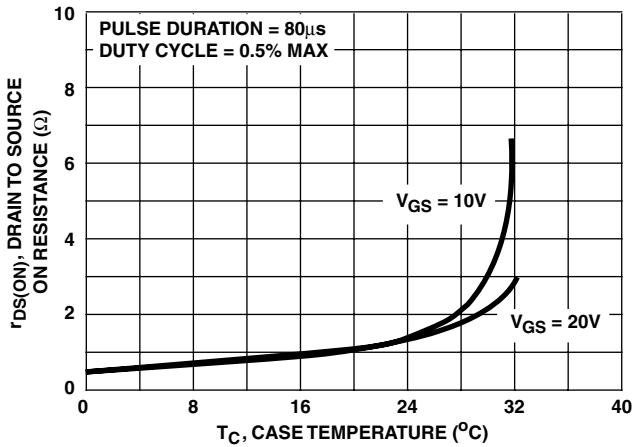


FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

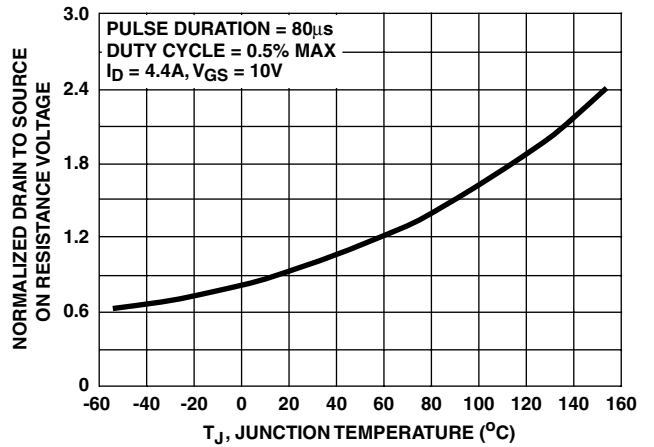


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

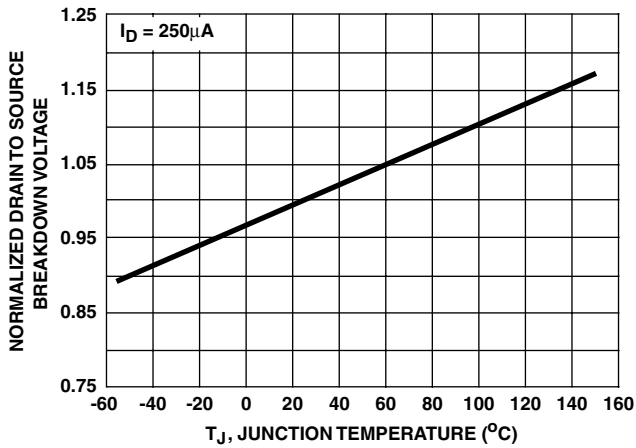


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

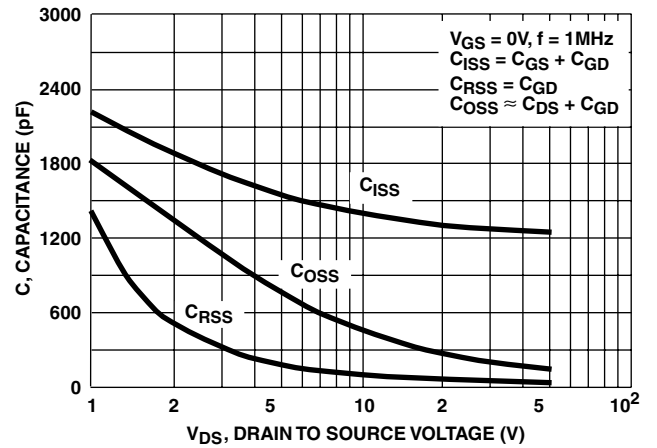


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

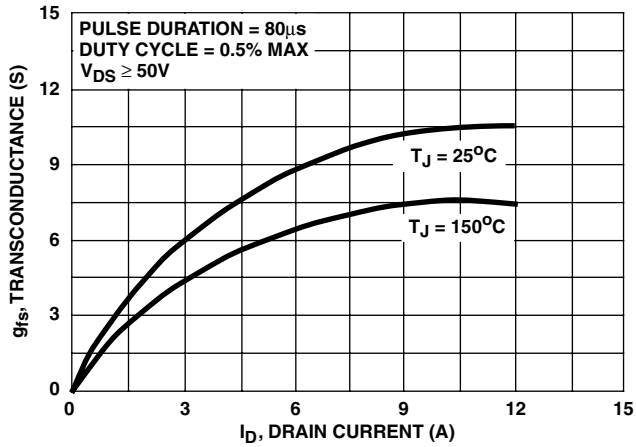


FIGURE 12. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

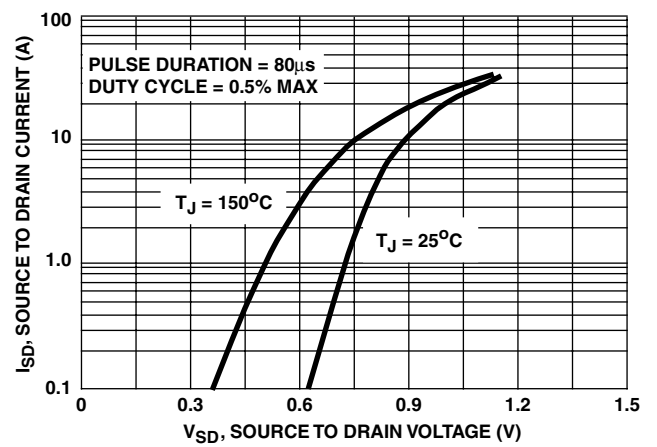


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

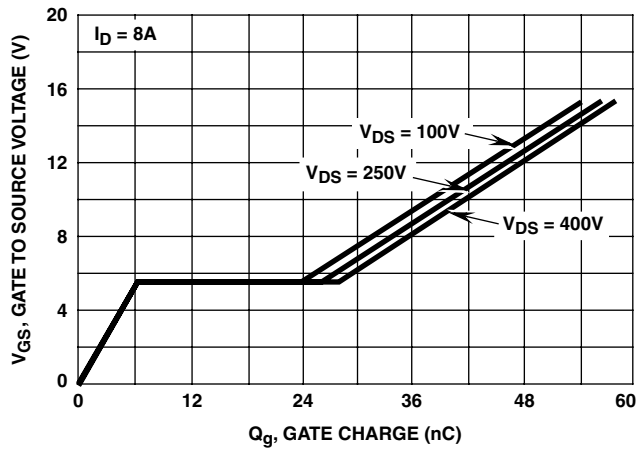


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

Test Circuits and Waveforms

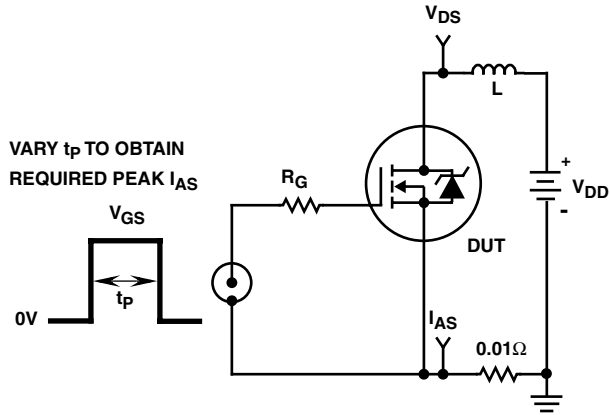


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

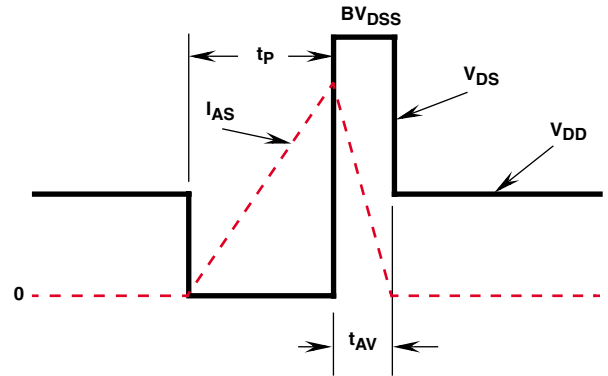


FIGURE 16. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

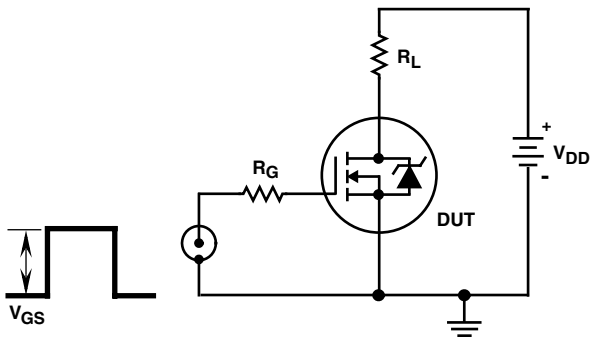


FIGURE 17. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

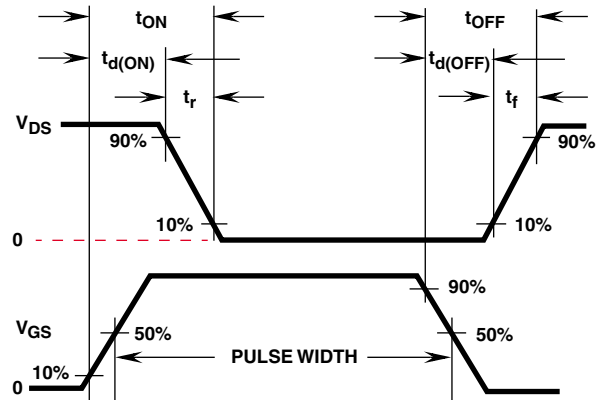


FIGURE 18. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

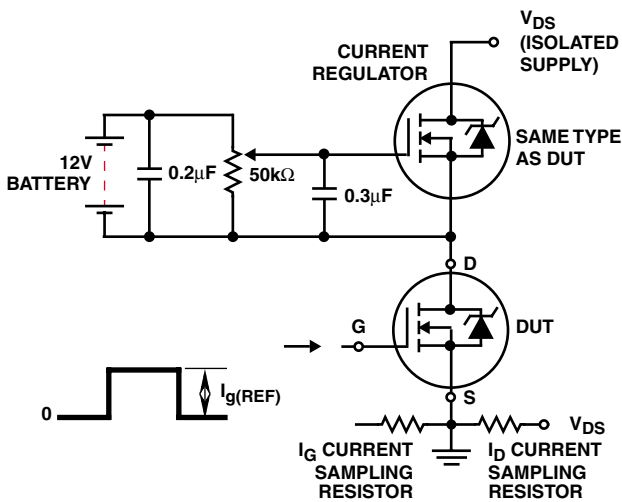


FIGURE 19. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

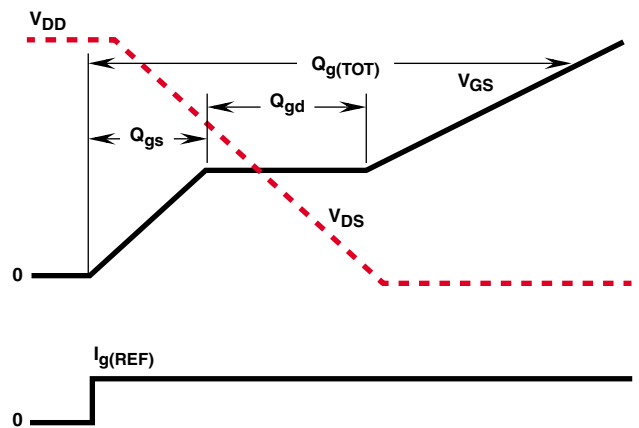


FIGURE 20. GATE CHARGE WAVEFORMS

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACE _x TM	FAST [®]	OPTOLOGIC TM	SMART START TM	VCX TM
Bottomless TM	FAST _r TM	OPTOPLANAR TM	STAR*POWER TM	
CoolFET TM	FRFET TM	PACMAN TM	Stealth TM	
CROSSVOLT TM	GlobalOptoisolator TM	POP TM	SuperSOT TM -3	
DenseTrench TM	GTO TM	Power247 TM	SuperSOT TM -6	
DOMET TM	HiSeC TM	PowerTrench [®]	SuperSOT TM -8	
EcoSPARK TM	ISOPLANAR TM	QFET TM	SyncFET TM	
E ² CMOS TM	LittleFET TM	QS TM	TinyLogic TM	
EnSigna TM	MicroFET TM	QT Optoelectronics TM	TruTranslation TM	
FACT TM	MicroPak TM	Quiet Series TM	UHC TM	
FACT Quiet Series TM	MICROWIRE TM	SILENT SWITCHER [®]	UltraFET [®]	

STAR*POWER is used under license

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION.

As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.

ANEXO C

HOJA DE ESPECIFICACIONES DEL DIODO MUR460.

SWITCHMODE™ Power Rectifiers

... designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes, these state-of-the-art devices have the following features:

- Ultrafast 25, 50 and 75 Nanosecond Recovery Times
- 175°C Operating Junction Temperature
- Low Forward Voltage
- Low Leakage Current
- High Temperature Glass Passivated Junction
- Reverse Voltage to 600 Volts

Mechanical Characteristics:

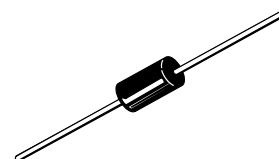
- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 1.1 gram (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead and Mounting Surface Temperature for Soldering Purposes: 220°C Max. for 10 Seconds, 1/16" from case
- Shipped in plastic bags, 5,000 per bag
- Available Tape and Reeled, 1500 per reel, by adding a "RL" suffix to the part number
- Polarity: Cathode indicated by Polarity Band
- Marking: U420, U460



MUR420
MUR460

MUR420 and MUR460 are
Motorola Preferred Devices

ULTRAFAST
RECTIFIERS
4.0 AMPERES
200-600 VOLTS



CASE 267-03
PLASTIC

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MUR		Unit
		420	460	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	200	600	Volts
Average Rectified Forward Current (Square Wave) (Mounting Method #3 Per Note 1)	$I_{F(AV)}$	4.0 @ $T_A = 80^\circ\text{C}$	4.0 @ $T_A = 40^\circ\text{C}$	Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions, half wave, single phase, 60 Hz)	I_{FSM}	125	70	Amps
Operating Junction Temperature and Storage Temperature	T_J, T_{stg}	-65 to +175		$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Maximum Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	See Note 1	$^\circ\text{C}/\text{W}$
---	-----------------	------------	---------------------------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Maximum Instantaneous Forward Voltage (1) ($i_F = 3.0$ Amps, $T_J = 150^\circ\text{C}$) ($i_F = 3.0$ Amps, $T_J = 25^\circ\text{C}$) ($i_F = 4.0$ Amps, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	v_F	0.710 0.875 0.890	1.05 1.25 1.28	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (1) (Rated dc Voltage, $T_J = 150^\circ\text{C}$) (Rated dc Voltage, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	i_R	150 5.0	250 10	μA
Maximum Reverse Recovery Time ($I_F = 1.0$ Amp, $di/dt = 50$ Amp/ μs) ($I_F = 0.5$ Amp, $i_R = 1.0$ Amp, $I_{REC} = 0.25$ Amp)	t_{rr}	35 25	75 50	ns
Maximum Forward Recovery Time ($I_F = 1.0$ A, $di/dt = 100$ A/ μs , Recovery to 1.0 V)	t_{fr}	25	50	ns

(1) Pulse Test: Pulse Width = 300 μs , Duty Cycle $\leq 2.0\%$.

SWITCHMODE is a trademark of Motorola, Inc.

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

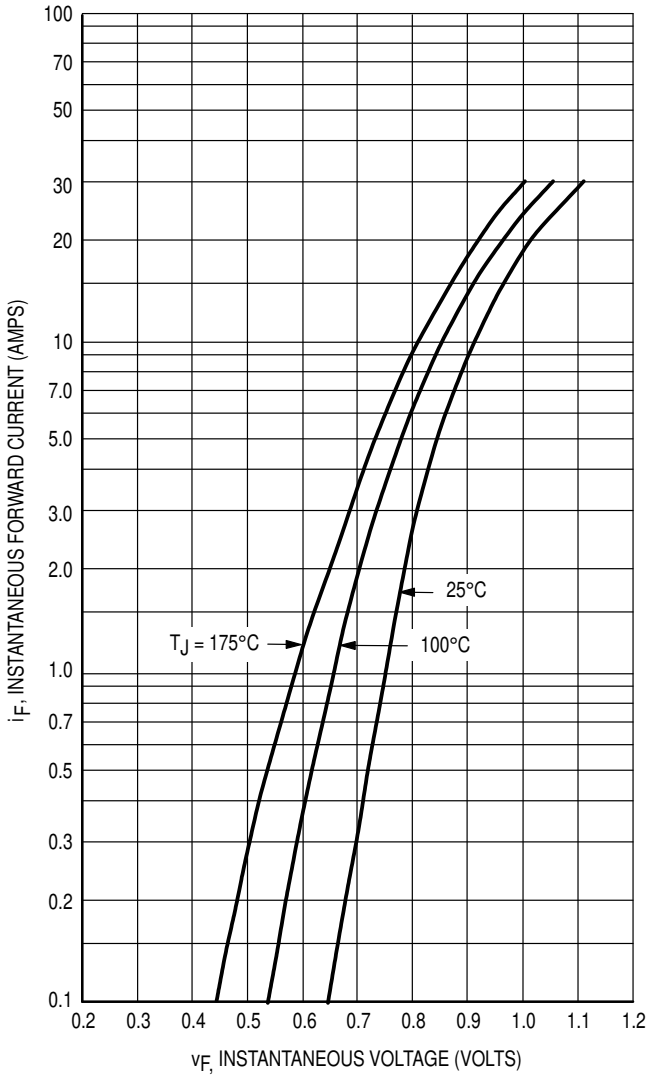


Figure 1. Typical Forward Voltage

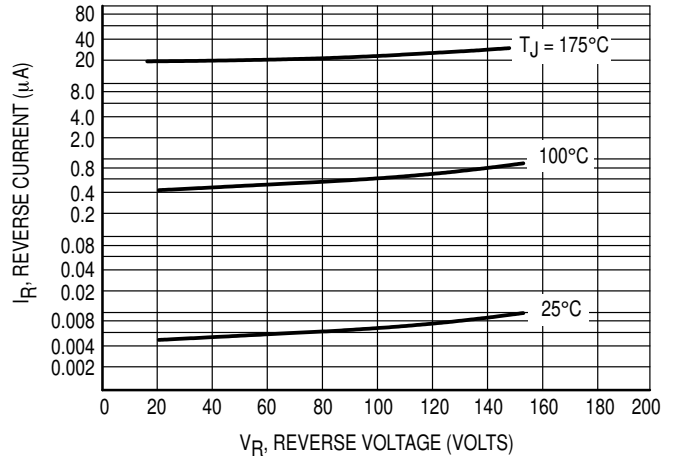


Figure 2. Typical Reverse Current

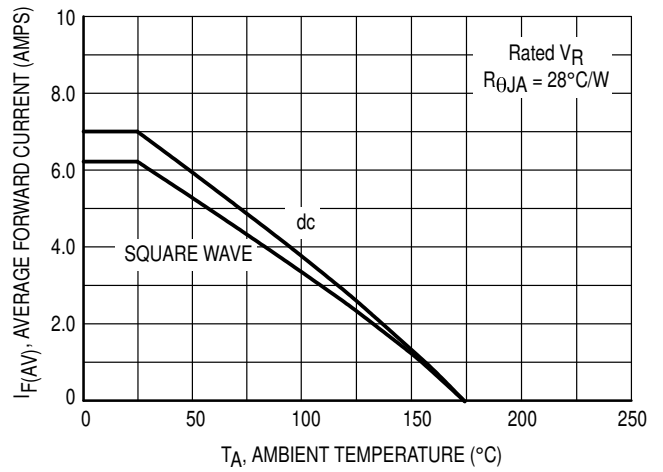


Figure 3. Current Derating
(Mounting Method #3 Per Note 1)

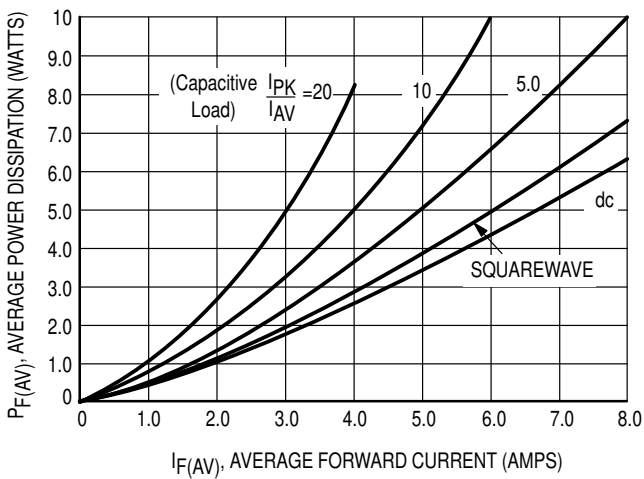


Figure 4. Power Dissipation

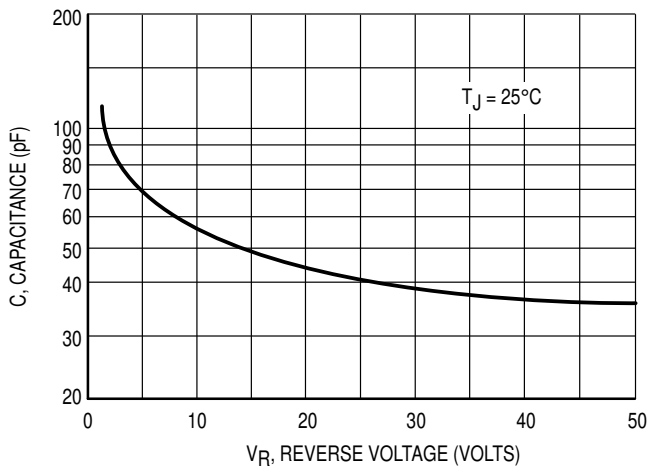


Figure 5. Typical Capacitance

MUR460

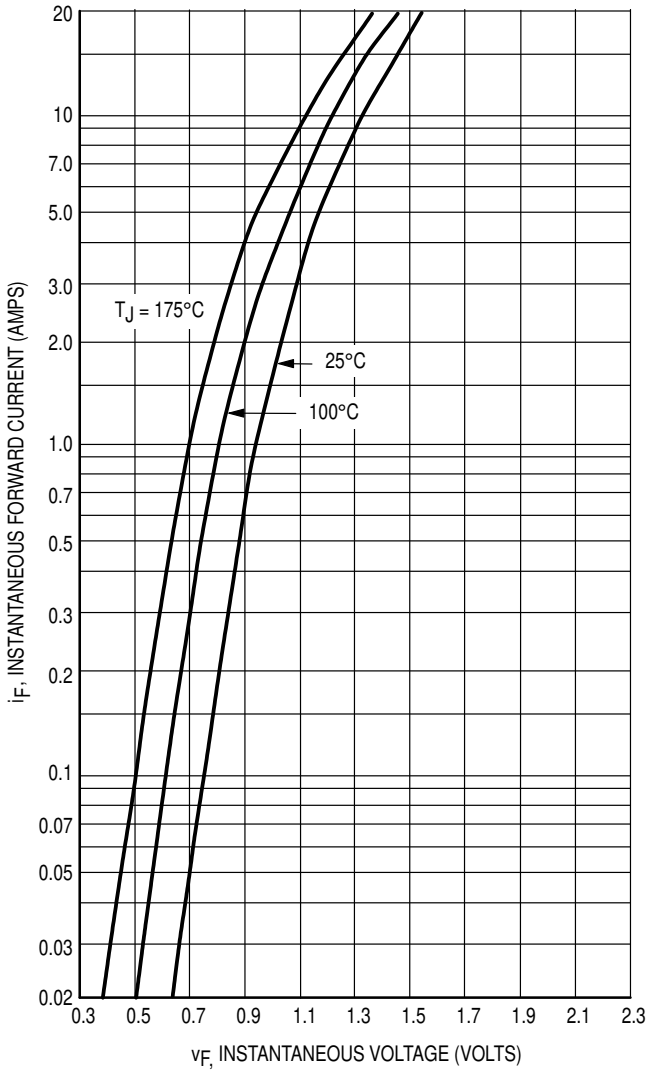


Figure 6. Typical Forward Voltage

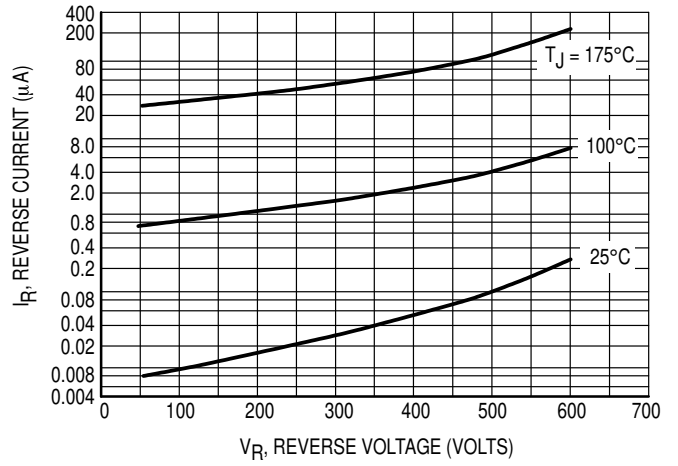


Figure 7. Typical Reverse Current

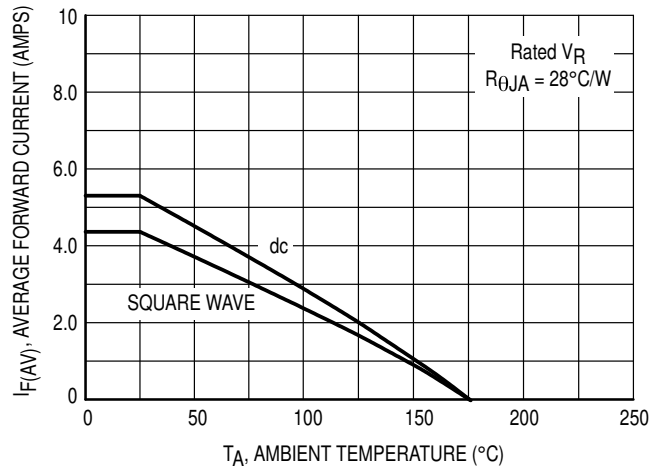


Figure 8. Current Derating (Mounting Method #3 Per Note 1)

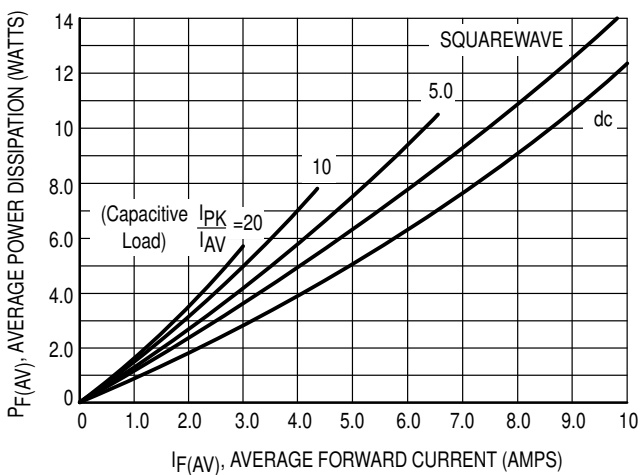


Figure 9. Power Dissipation

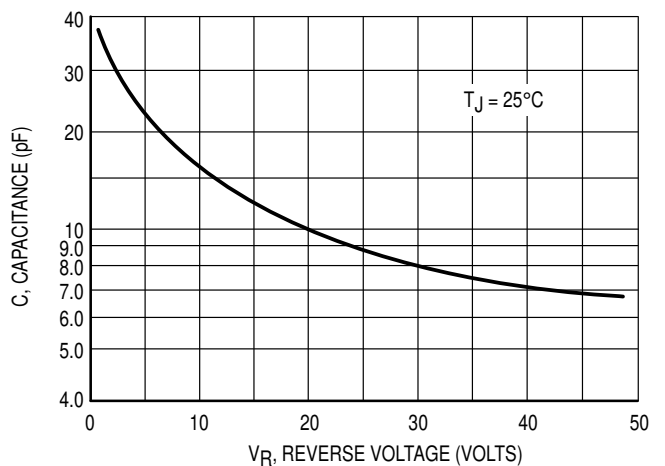


Figure 10. Typical Capacitance

NOTE 1 — AMBIENT MOUNTING DATA

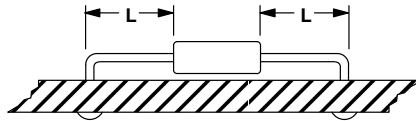
Data shown for thermal resistance junction-to-ambient ($R_{\theta JA}$) for the mountings shown is to be used as typical guideline values for preliminary engineering or in case the tie point temperature cannot be measured.

TYPICAL VALUES FOR $R_{\theta JA}$ IN STILL AIR

Mounting Method	$R_{\theta JA}$	Lead Length, L (IN)				Units
		1/8	1/4	1/2	3/4	
1		50	51	53	55	°C/W
2		58	59	61	63	°C/W
3		28				°C/W

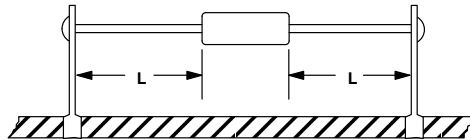
MOUNTING METHOD 1

P.C. Board Where Available Copper Surface area is small.



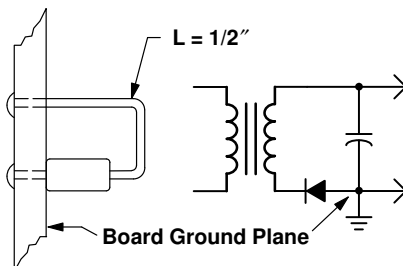
MOUNTING METHOD 2

Vector Push-In Terminals T-28

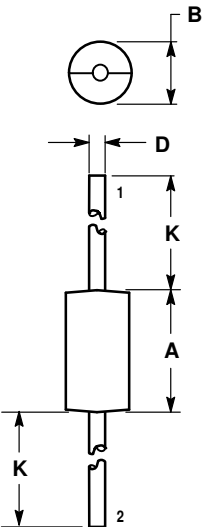


MOUNTING METHOD 3

P.C. Board with 1-1/2" x 1-1/2" Copper Surface



PACKAGE DIMENSIONS




NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.370	0.380	9.40	9.65
B	0.190	0.210	4.83	5.33
D	0.048	0.052	1.22	1.32
K	1.000	—	25.40	—

STYLE 1:
PIN 1. CATHODE
2. ANODE

CASE 267-03
ISSUE C

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

Mfax is a trademark of Motorola, Inc.

How to reach us:

USA / EUROPE / Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 5405, Denver, Colorado 80217. 1-303-675-2140 or 1-800-441-2447

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.: SPD, Strategic Planning Office, 4-32-1,
Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo 141, Japan. 81-3-5487-8488

Customer Focus Center: 1-800-521-6274

Mfax™: RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 1-602-244-6609
Motorola Fax Back System – US & Canada ONLY 1-800-774-1848
– http://sps.motorola.com/mfax/

ASIA / PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298

HOME PAGE: <http://motorola.com/sps/>



MOTOROLA



ANEXO D

CURVAS DE REACCIÓN A LAZO ABIERTO PARA LA
OBTENCIÓN DE LOS MODELOS DE LOS RANGOS DE
OPERACIÓN PLANTEADOS.

Anexo D. Curvas de reacción a lazo abierto para la obtención de los modelos de los rangos de operación planteados.

Figura 1. Curva de reacción para el rango de operación de 35 a 37 V para un estímulo escalón negativo (tiempo de respuesta).

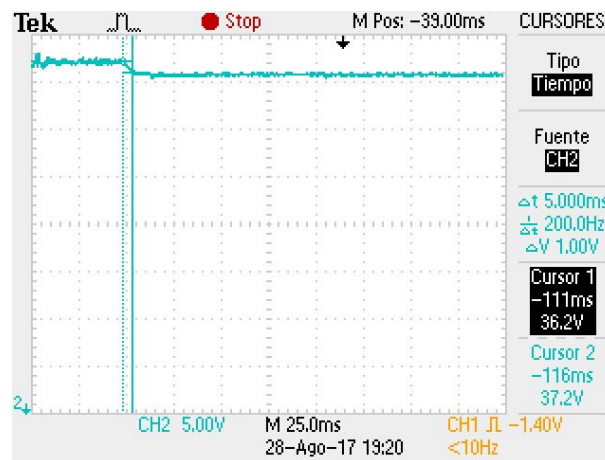
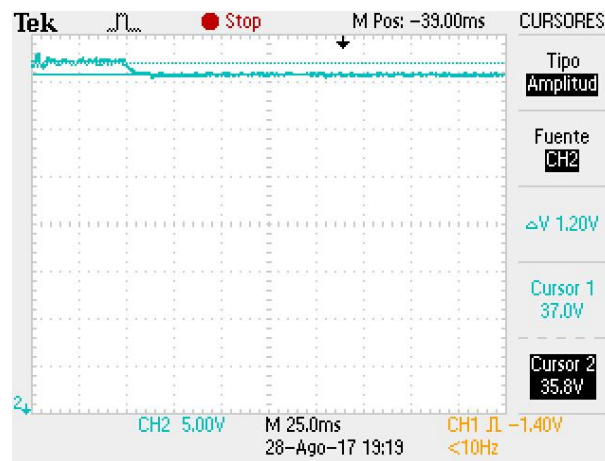


Figura 2. Curva de reacción para el rango de operación de 35 a 37 V para un estímulo escalón negativo (variación de voltaje).



$$\Delta N_{CCP} = 20$$

$$K = \frac{\Delta V}{\Delta N_{CCP}} = \frac{1.2}{20} \approx 0.06$$

Figura 3. Curva de reacción para el rango de operación de 33 a 35 V para un estímulo escalón negativo (tiempo de respuesta).

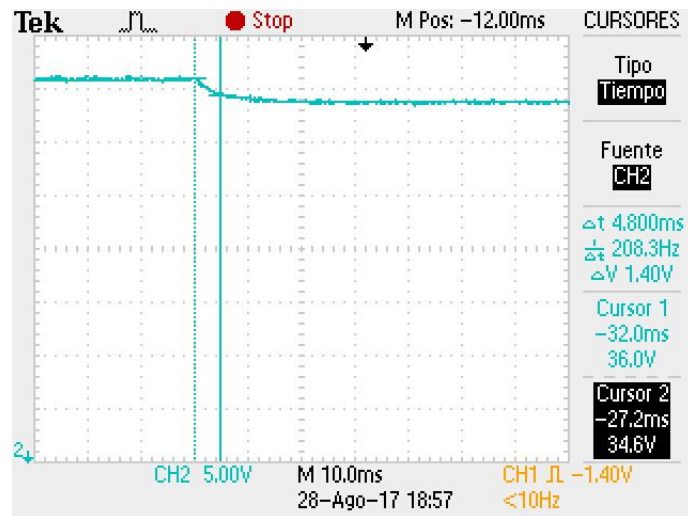
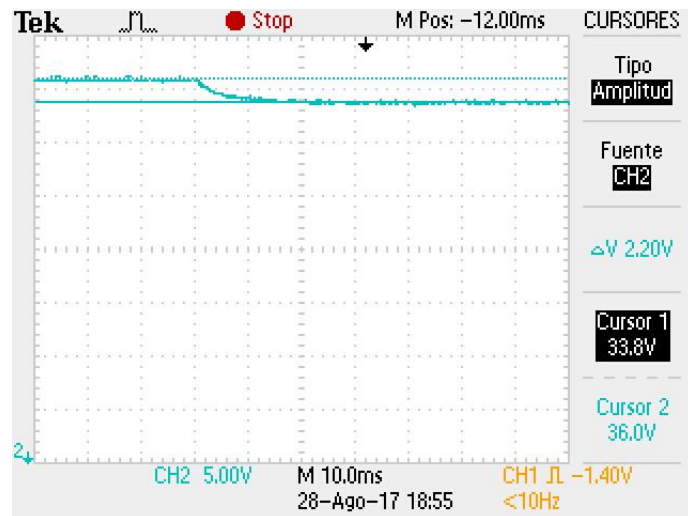


Figura 4. Curva de reacción para el rango de operación de 33 a 35 V para un estímulo escalón negativo (variación de voltaje).



$$\Delta N_{CCP} = 24$$

$$K = \frac{\Delta V}{\Delta N_{CCP}} = \frac{2.2}{24} \approx 0.091$$

Figura 5. Curva de reacción para el rango de operación de 31 a 33 V para un estímulo escalón negativo (tiempo de respuesta).

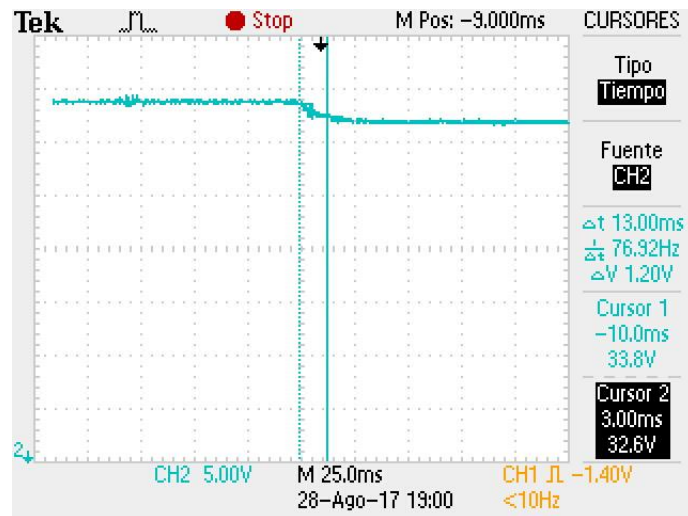
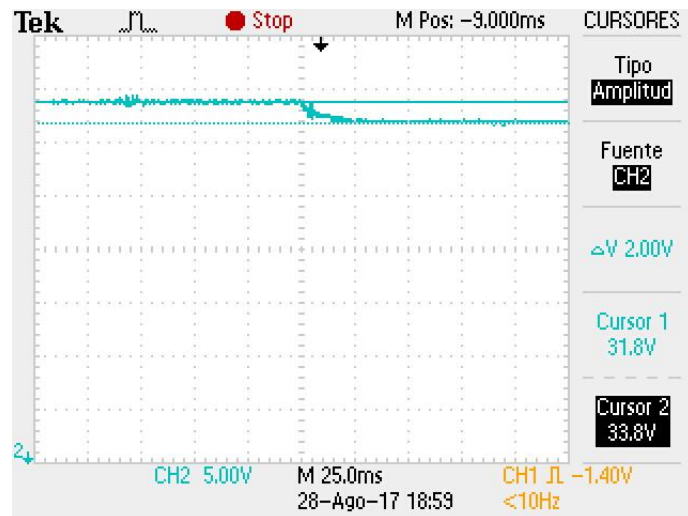


Figura 6. Curva de reacción para el rango de operación de 31 a 33 V para un estímulo escalón negativo (variación de voltaje).



$$\Delta N_{CCP} = 19$$

$$K = \frac{\Delta V}{\Delta N_{CCP}} = \frac{2}{19} \approx 0.105$$

Figura 7. Curva de reacción para el rango de operación de 29 a 31 V para un estímulo escalón negativo (tiempo de respuesta).

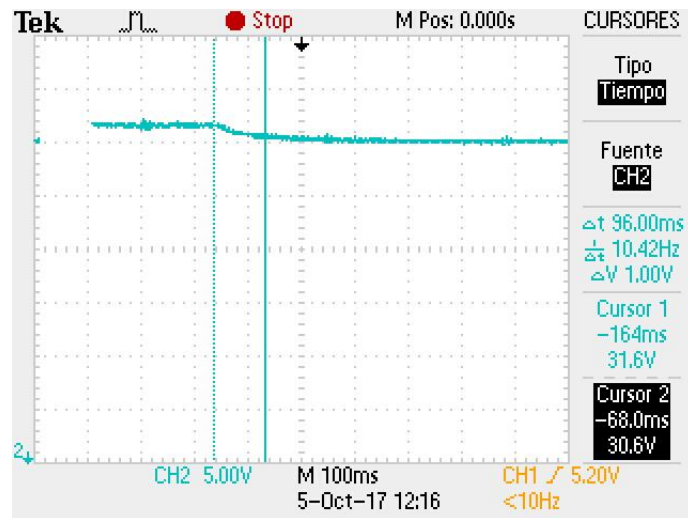
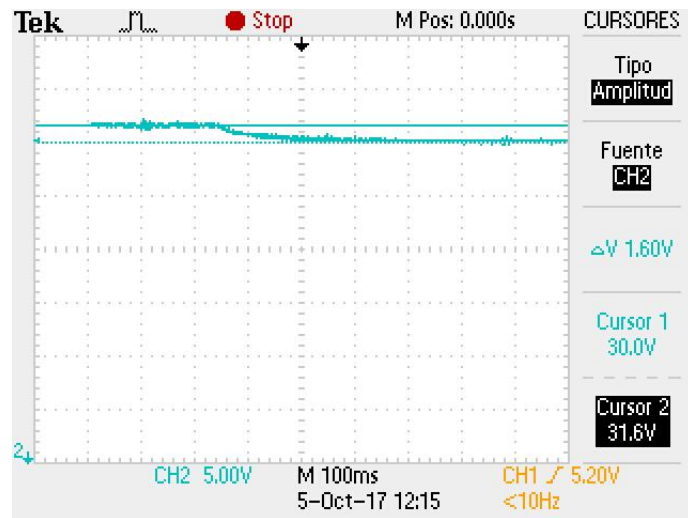


Figura 8. Curva de reacción para el rango de operación de 29 a 31 V para un estímulo escalón negativo (variación de voltaje).



$$\Delta N_{CCP} = 5$$

$$K = \frac{\Delta V}{\Delta N_{CCP}} = \frac{1.6}{5} \approx 0.32$$

Figura 9. Curva de reacción para el rango de operación de 35 a 37 V para un estímulo escalón positivo (tiempo de respuesta).

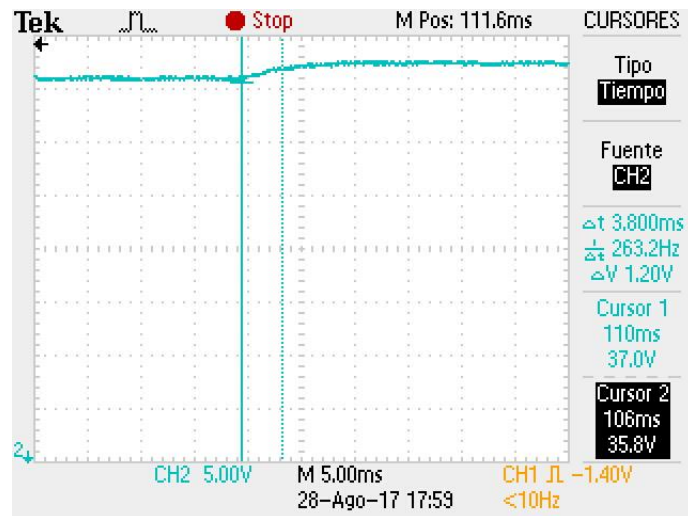
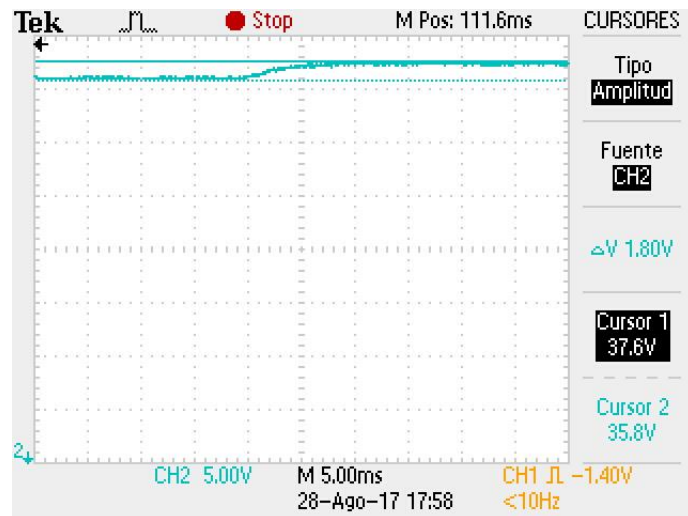


Figura 10. Curva de reacción para el rango de operación de 35 a 37 V para un estímulo escalón positivo (variación de voltaje).



$$\Delta N_{CCP} = 20$$

$$K = \frac{\Delta V}{\Delta N_{CCP}} = \frac{1.8}{20} \approx 0.09$$

Figura 11. Curva de reacción para el rango de operación de 33 a 35 V para un estímulo escalón positivo (tiempo de respuesta).

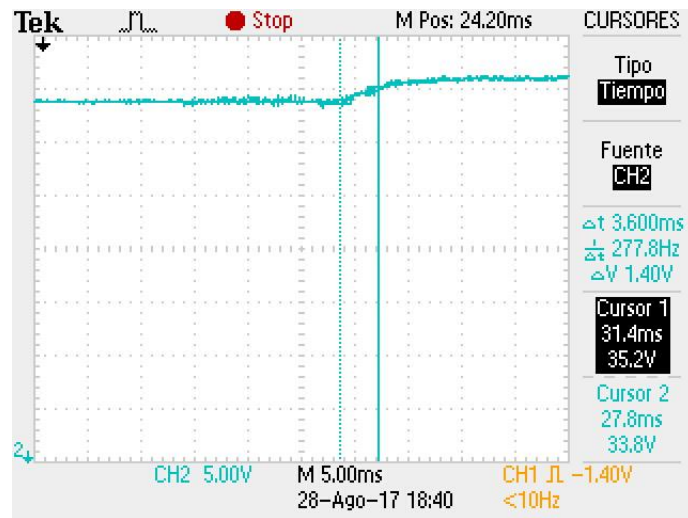
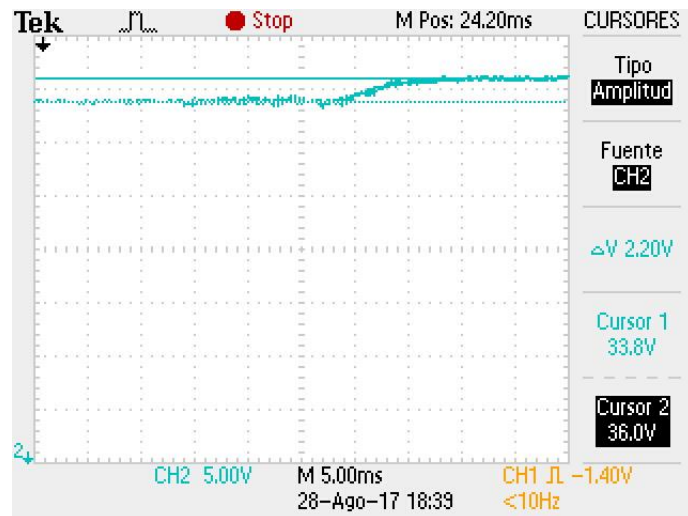


Figura 12. Curva de reacción para el rango de operación de 33 a 35 V para un estímulo escalón positivo (variación de voltaje).



$$\Delta N_{CCP} = 26$$

$$K = \frac{\Delta V}{\Delta N_{CCP}} = \frac{2.2}{26} \approx 0.083$$

Figura 13. Curva de reacción para el rango de operación de 31 a 33 V para un estímulo escalón positivo (tiempo de respuesta).

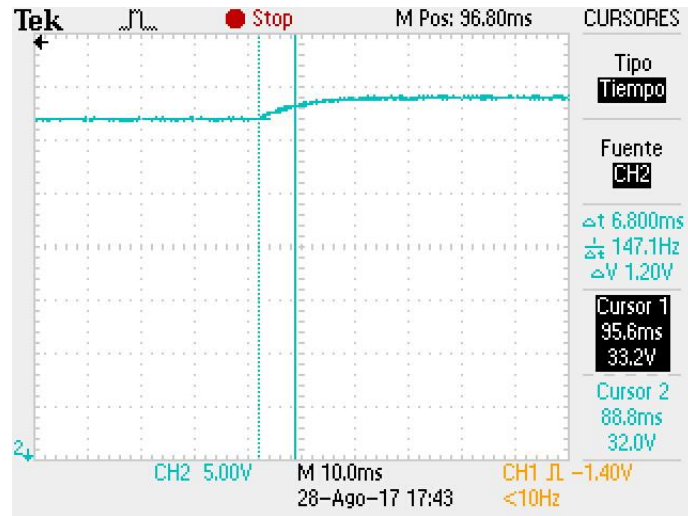
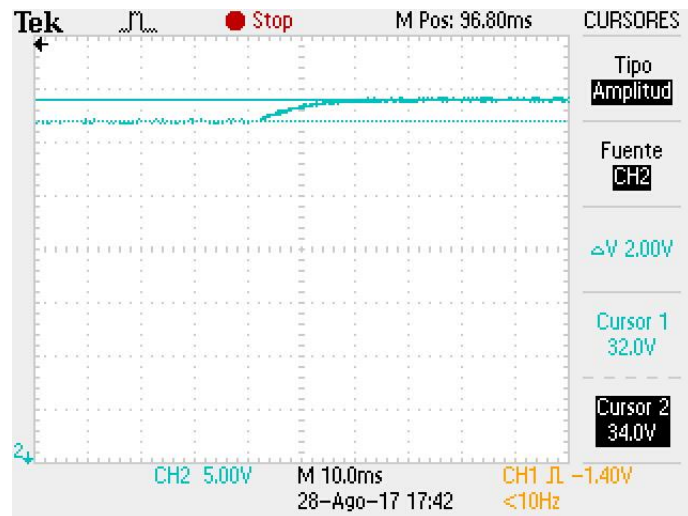


Figura 14. Curva de reacción para el rango de operación de 31 a 33 V para un estímulo escalón positivo (variación de voltaje).



$$\Delta N_{CCP} = 19$$

$$K = \frac{\Delta V}{\Delta N_{CCP}} = \frac{2}{19} \approx 0.105$$

Figura 15. Curva de reacción para el rango de operación de 29 a 31 V para un estímulo escalón positivo (tiempo de respuesta).

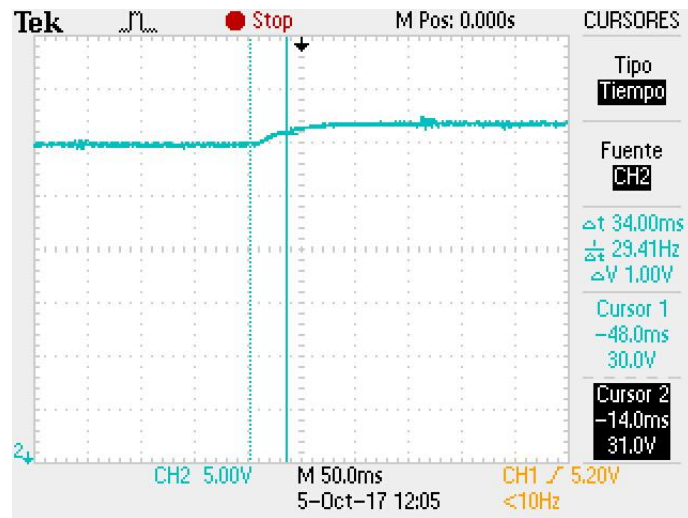
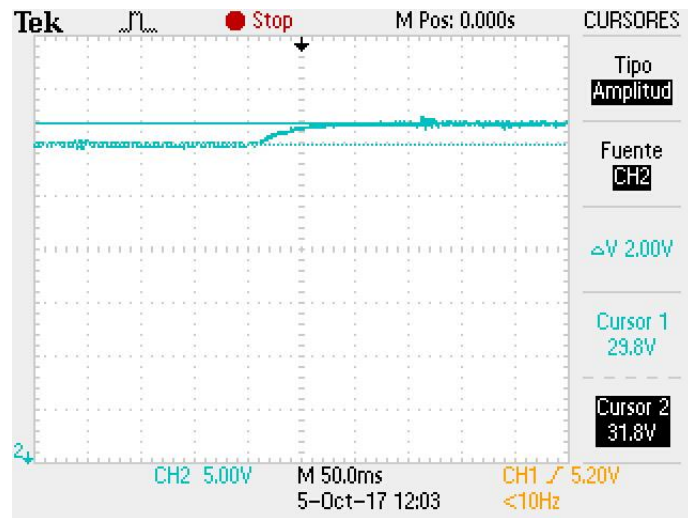


Figura 16. Curva de reacción para el rango de operación de 29 a 31 V para un estímulo escalón positivo (variación de voltaje).



$$\Delta N_{CCP} = 6$$

$$K = \frac{\Delta V}{\Delta N_{CCP}} = \frac{2}{6} \approx 0.333$$

ANEXO E

RESPUESTA DEL CONVERTIDOR CONTROLADO FRENTE A CAMBIOS EN LA REFERENCIA

Anexo E. Respuesta del convertidor controlado frente a cambios en la referencia.

Figura 1. Respuesta del convertidor para un cambio de referencia de 32 a 37.2 V (tiempo de estabilización).

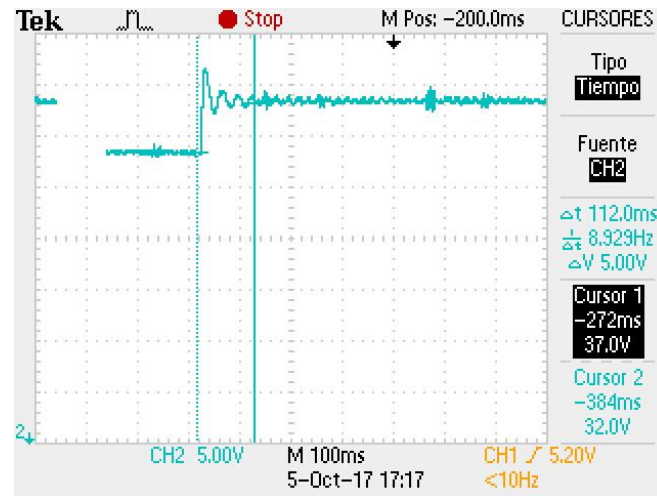


Figura 2. Respuesta del convertidor para un cambio de referencia de 32 a 37.2 V (sobrepico).

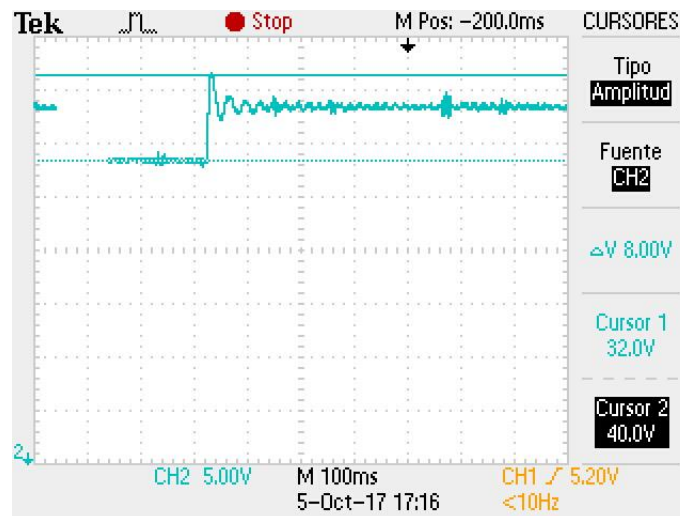


Figura 3. Respuesta del convertidor para un cambio de referencia de 32 a 37.2 V (variación de voltaje).

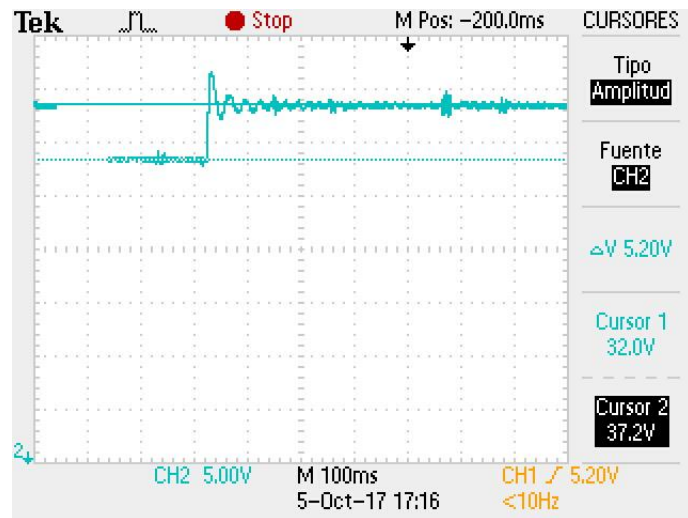


Figura 4. Respuesta del convertidor para un cambio de referencia de 35 a 37.2 V (tiempo de estabilización).

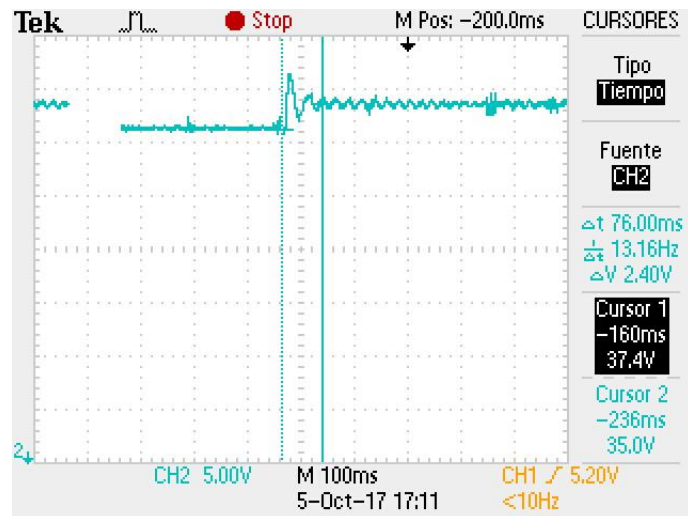


Figura 5. Respuesta del convertidor para un cambio de referencia de 35 a 37.2 V (sobrepico).

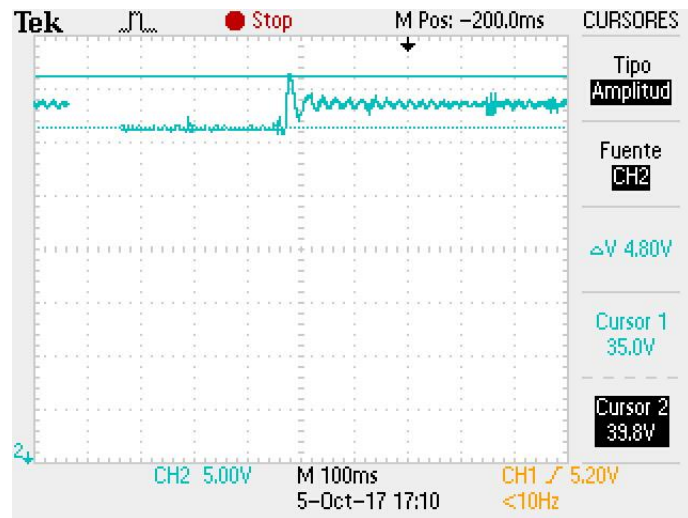


Figura 6. Respuesta del convertidor para un cambio de referencia de 32 a 37.2 V (variación de voltaje).

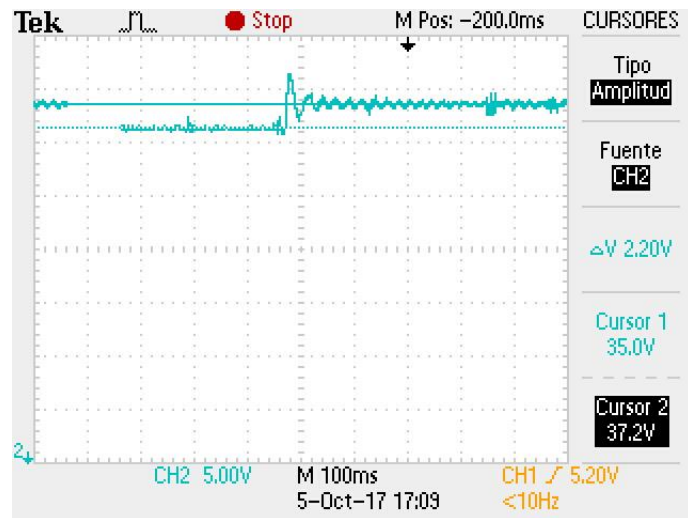


Figura 7. Respuesta del convertidor para un cambio de referencia de 33 a 34.4 V (tiempo de estabilización).

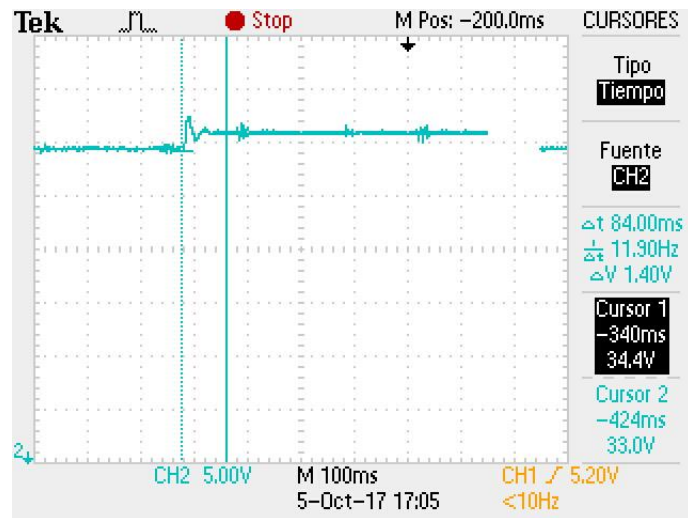


Figura 8. Respuesta del convertidor para un cambio de referencia de 33 a 34.4 V (sobrepico).

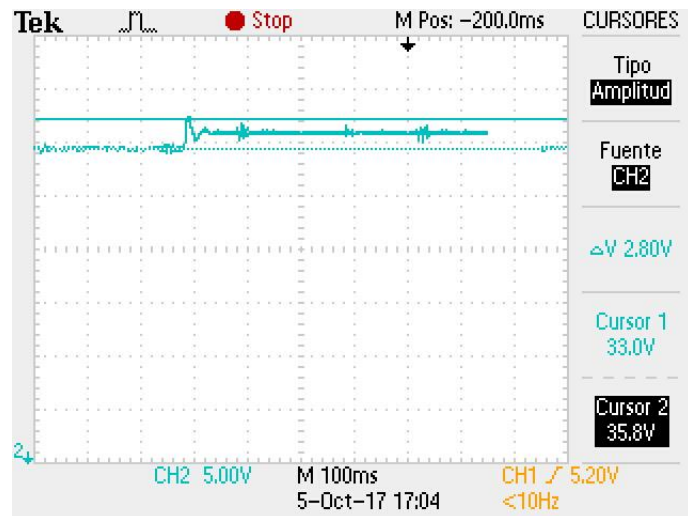


Figura 9. Respuesta del convertidor para un cambio de referencia de 33 a 34.4 V (variación de voltaje).

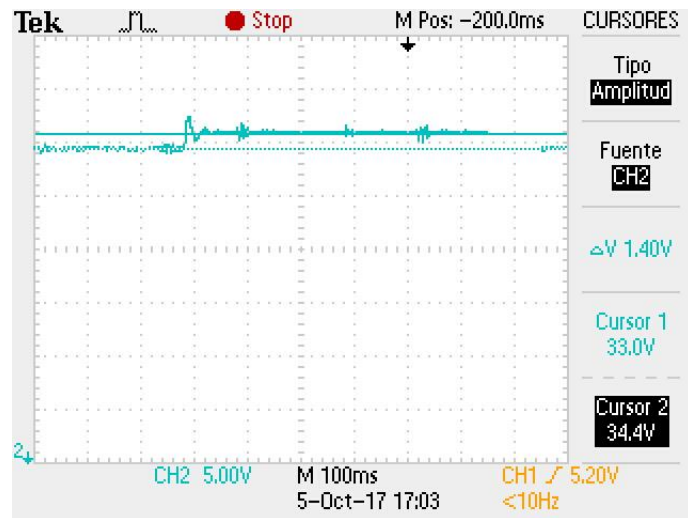


Figura 10. Respuesta del convertidor para un cambio de referencia de 31.6 a 33 V (tiempo de estabilización).

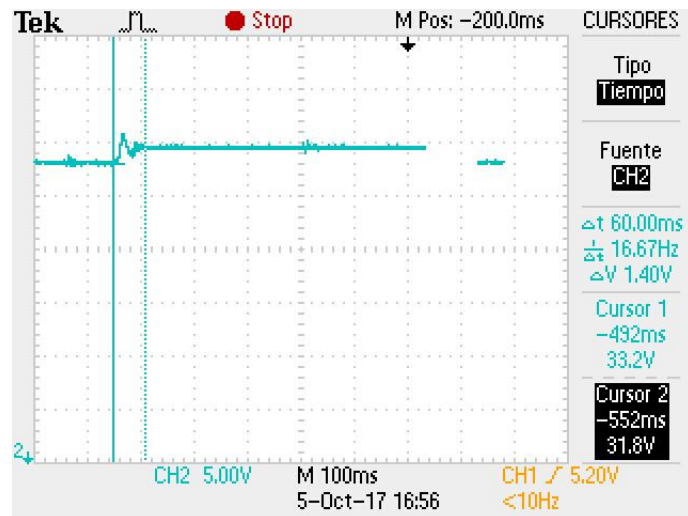


Figura 11. Respuesta del convertidor para un cambio de referencia de 31.6 a 33 V (sobrepico).

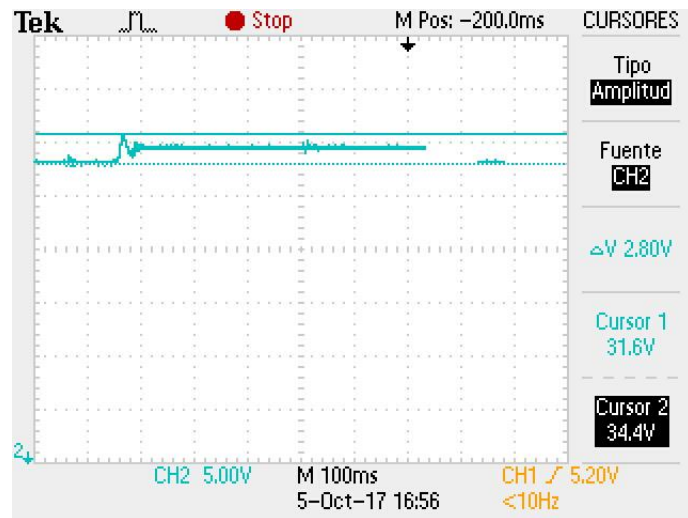


Figura 12. Respuesta del convertidor para un cambio de referencia de 31.6 a 33 V (variación de voltaje).

